

# elektor

N. 250  
600 Ptas.  
3,61 €

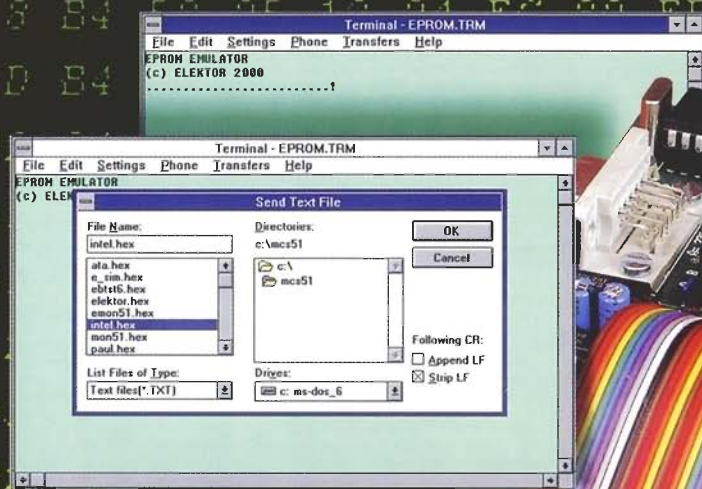
REVISTA INTERNACIONAL DE ELECTRONICA Y ORDENADORES

## Emulador EPROM

### Para el PC



**Doble  
controlador  
de velocidad  
para R/C**



**Sistema de identificación  
de llamada vía radio**

**Placa de Prototipo  
para Gameboy**





Director  
Eduardo Corral

Colaboradores  
Jose M<sup>a</sup> Villoch, Pablo de la Muñoza, Andrés Ferrer.

Redacción  
VIDELEC, S.L.  
Santa Leonor, 61 4<sup>o</sup>-I  
28037 MADRID  
Tel.: 91 375 02 70  
Fax: 91 375 61 42

Publicidad  
Director de Publicidad: Julio Mollejo  
Coordinadora de publicidad: Gema Sustaeta  
C/ Medea, 4 5<sup>a</sup> planta (Edificio ECU)  
Tel.: 91 754 32 88  
Fax: 91 754 18 58  
28037 MADRID  
email: publicidad@lar.es  
Delegación Cataluña

**ad press**

Delegado: Isidro Ángel Iglesias  
Jefe de publicidad: Eva Matute  
Comte d'Urgell, 165-167, 1<sup>o</sup> 3<sup>a</sup> escalera B  
08036 BARCELONA  
Tel.: 93 451 89 07  
Fax: 93 451 83 23  
email: ad\_press@sakma.com

Suscripciones  
C/ La Forja, 27-29  
28850 Torrejón de Ardoz (Madrid).  
Tels.: 91 677 70 75 - Fax: 91 676 76 65

Edita

**LAR**  
LARPRESS, S.A.

Director Editor  
Julio Rodríguez

Director de Producción  
Gregorio Goñi  
Director Comercial  
Eloy Manzanillo

Distribución en España  
COEDIS, S.A.  
Ctra. Nacional II Km. 602,5  
08750 Molins de Rei - Barcelona  
Tel.: 93 680 03 60  
Importador exclusivo Cono Sur:  
CEDE, S.A.  
C/ Sudamérica 1532  
1290 Buenos Aires - Argentina  
Tel.: 302 85 06 - 302 85 22  
Distribución en Argentina:  
Capital: Huesca y Sarabria  
Interior: DGP  
Importador para Chile:  
Iberoamericana de Ediciones, S.A.  
C/ Leonor de la Corte, 6035, Quinta Normal  
Santiago de Chile  
Tel.: 774 82 87 - 774 82 88  
Distribución en Chile:  
Alfa, S.A.  
Distribuidor exclusivo en México:  
Cade, S.A.  
C/ Lago Ladoga, 220 colonia Anahuac  
Delegación Miguel Hidalgo - México D.F.  
Tel.: 545 65 14  
Distribución Estados: Autrey  
Distribución D.F.: Unión de Voceadores  
Distribución en Venezuela:  
Distribuidora Continental  
Distribución en Colombia:  
Disunidas S.A.  
Distribución en Ecuador:  
Disandes  
PVP en Canarias, Ceuta y Melilla 600 Ptas.

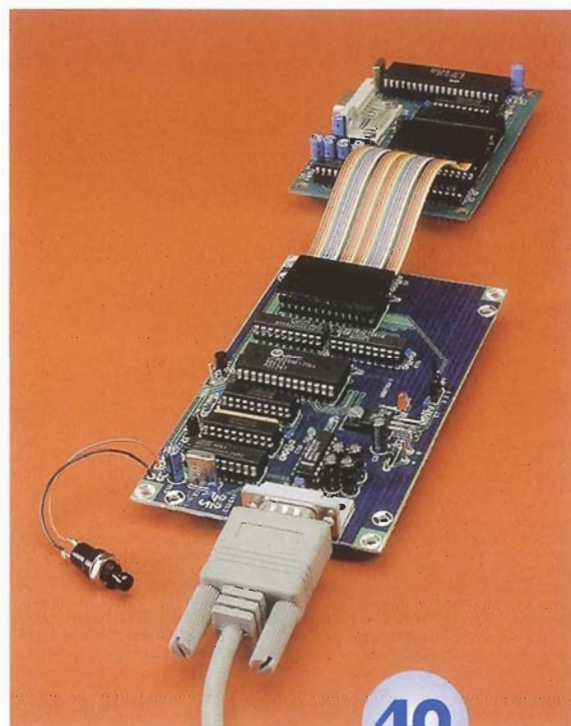
Imprime  
Gráficas Reunidas C/ Mar Tirreno, 7 Bis. Polígono Industrial San  
Fernando, 28830 San Fernando de Henares, Madrid.  
Depósito legal: GU.3-1980  
ISSN 0211-397X  
31/Marzo/2001

Preimpresión  
Videlec, S.L.  
C/ Sta. Leonor, 61 -4<sup>o</sup> local I

Reservados todos los derechos de edición.  
Se prohíbe la reproducción total o parcial del contenido de este  
número, ya sea por medio electrónico o mecánico de  
fotocopia, grabación u otro sistema de reproducción, sin la  
autorización expresa del editor.  
Las opiniones expresadas a lo largo de los distintos artículos, así  
como el contenido de los mismos, son responsabilidad exclusiva  
de los autores. Así mismo, del contenido de los mensajes  
publicitarios son responsables únicamente los anunciantes.  
Copyright © 1996 Segment BV

### Emulador para memoria EPROM 27C256

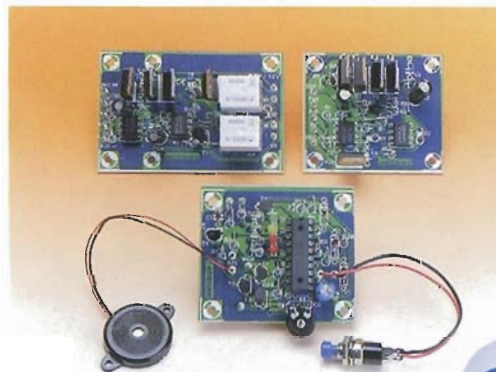
El emulador de memorias EPROM que proponemos en este artículo debe satisfacer las demandas actuales de aquellos aficionados que desean iniciarse en los sistemas microcontroladores basados en una memoria EPROM. Hemos elegido la EPROM 27C256, ya que es bastante barata y es la memoria más normalmente utilizada en el área de aquellos que se inician en el mundo de la electrónica.



40

### Doble controlador de velocidad

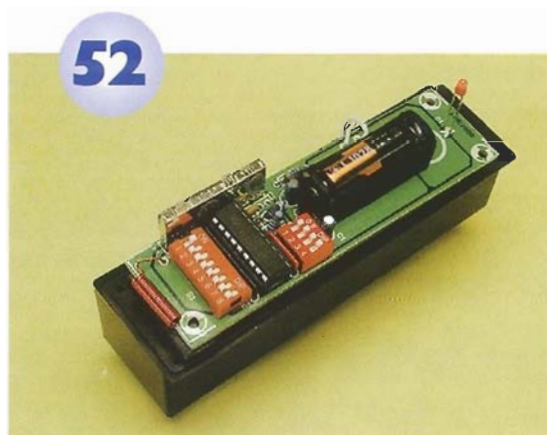
Este sistema universal puede usarse en cualquier tipo de montaje de modelismo R/C (es decir de radiocontrol), incluyendo aeroplanos alimentados de forma eléctrica, barcos y coches. Una característica de igual importancia es que casi todo en este montaje es programable, gracias a un interfaz RS 232 que permite al controlador unirse a un PC. La parte I de este artículo trata sobre el funcionamiento de este sistema.



68

## Sistema de identificación de llamada con enlace radio

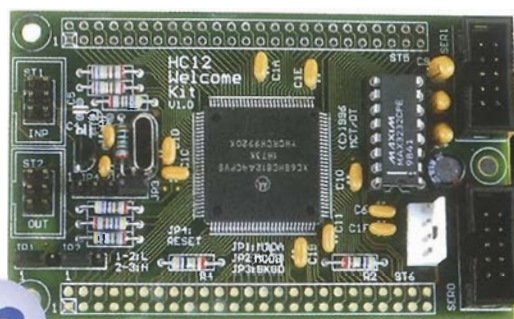
El sistema de identificación de llamada con enlace radio y basado en un PC que presentamos en este artículo está formado por un receptor central, capaz de trabajar con 16 unidades llaman-  
tantes. El receptor está conectado a un ordenador a través del puerto Centronics del mismo. Cada unidad que llama dispone de un pulsador, el cual, al ser presionado, genera un código único que es enviado al receptor central. El proyecto se completa con un programa que corre bajo Windows y que permite a la central receptora mostrar el número de la unidad que llama activa.



## ARTÍCULOS INFORMATIVOS

### Actualización al microcontrolador 68HC12 de 16 Bits (I)

La aplicación de microcontroladores más allá del límite de los 8 bits se nos muestra a menudo como un libro cerrado. Aquí mostramos que realmente es bastante fácil empezar a trabajar con este tipo de microcontroladores. Ni siquiera es necesario ser un "perfecto programador del microprocesador HC11".



### Montaje de Proyectos

- 6 Descodificador de control remoto RC5 de aprendizaje.
- 40 Emulador para la memoria EPROM 27C256
- 46 Placa del prototipo para GameBoy: GBP
- 52 Sistema de identificación de llamada vía radio
- 68 Doble controlador de velocidad (I)

### Artículos Informativos

- 20 Circuitos básicos: excitador de relé
- 22 Actualización al microcontrolador 68HC12 de 16 Bits (I)
- 28 UMTS: Servicio de Telefonía Móvil Universal (II)
- 34 Diseño de periféricos serie para PC (V)
- 50 Modulador de anchura de pulsos

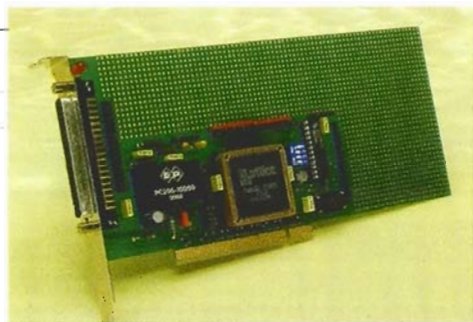
### Regulares

- 3 Sumario
- 5 Ojeada al próximo número
- 11 Teletipo
- 33 Electrónica "en línea": reproductores MP3 independientes
- 60 Libros
- 62 EPS
- 65 Guía de Compras
- 66 Anuncios Breves



## TARJETA DE DESARROLLO PCI

Diseñar nosotros mismos una tarjeta PCI puede convertirse en una tarea difícil, debido a la complejidad del decodificador que envía las señales PCI al bus de expansión del PC. Aunque la función actual de la tarjeta es bastante sencilla, el elemento básico, llamado decodificador de bus PCI, nos causará innumerables problemas a la hora del diseño. Nuestro propósito es un controlador PCI de 32 bits con un núcleo ispLSI, que programaremos para manejar muchas cuestiones agrias. El bajo precio de la tarjeta controladora sitúa el diseño de esta tarjeta dentro del rango de diseño electrónico semiprofesional.



## ELECTRÓNICA DE PEQUEÑA POTENCIA

Además de una pequeña historia de la reducción de potencia, este artículo describe varios proyectos interesantes de iniciativa europea que significan mejoras notables en lo que a reducción de niveles de potencia se refiere.

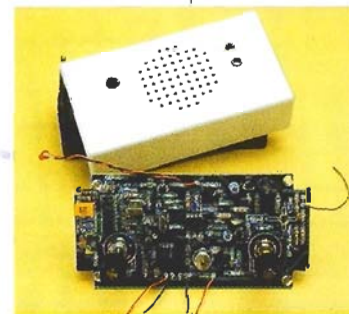
## BASIC MCS-52 V1.3

¿Recuerdas el BASIC-52 de Intel?, ese sensacional y útil procesador de hace una década, que nunca dejó de funcionar y ahora pertenece a lo antiguo.

Hace bastante tiempo explicamos cómo ampliar el intérprete con nuevos comandos, que facilitarían la labor de crear un lenguaje de más alto nivel que se pudiese modificar y permitiese trabajar más rápidamente a los procesadores MCS-52 que han ido apareciendo desde 1992. El intérprete BASIC MCS-52 V 1.3 es el ingrediente esencial para aumentar la velocidad del BASIC en el computador que será descrito en nuestra revista en próximos números.

## RECEPTOR DE AM

Los aficionados a la electrónica a menudo comienzan con la construcción de una radio. El receptor de AM que se describe en el número de febrero de 2001 es una ayuda para los principiantes. Está basado en el principio de conversión directa y tiene un rango de frecuencia de 0 a 1.800 KHz, que no sólo cubre las bandas media y larga (MW / LW) sino también VLF (muy baja frecuencia), lo cual es interesante, porque se utilizan varios tipos de señales en estas emisoras, además de que incluye la actividad de los radioaficionados de las bandas 73 y 135 MHz.



# CONTROL Y ROBÓTICA

### BASIC Stamp:

- Reprogramable
- Lenguaje BASIC
- 8/16 Líneas de E/S
- Desarrollo Rápido
- Aplicaciones Disponibles



BS1: 11.220 Ptas.  
BS2: 16.170 Ptas.

### Microcontrolador Scenix:

- Reprogramable
- Compatible con PICs
- 20x más rápido que PICs
- Más de 100MIPS
- 18/28 pines



SX18AC/DP: 1.223 Ptas  
SX28AC/DP: 1.272 Ptas

### Programador SXTech

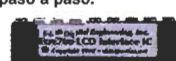
- Con debugger / emulador
- Placa con zócalo para SX28 y breadboard
- Manual muy completo
- Dos SX28AC/DP y dos resonadores de 50MHz



49.170 Ptas

### C.I. Especiales E-Lab

- Compatibles con PICs y BASIC Stamps
- Fácilmente configurables
- Interfaz: LCD ; serie para paralelo; control de motor paso a paso.



EDE300: 3.531 Ptas  
EDE1200: 2.112 Ptas

### Displays LCDs Inteligentes

- STN-Super Twist Nematic
- Buen contraste y alta estabilidad
- Generador de caracteres integrado
- Comando SEROUT en el BASIC Stamp



2x16: 12.826 Ptas  
Gráfico 120x32: 28.776 Ptas

### Servos Estándar

- Alimentado a 4,8V
- Velocidad de 0,19s a 60°
- 3 alambres: 2 de alimentación +1 de señal
- Comando PULSOUT en el BASIC Stamp



4.488 Ptas

### Paquete PICBASIC

- Compatible con BASIC Stamp y MPASM / ICE
- Más rápido que "C" o Assembler
- Compilador PICBASIC, programador EPICPlus, Cable, Proto18 y 16F84



45.417 Ptas

### Robot BoE-Bot:

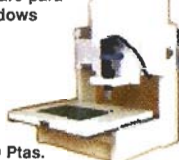
- Control BASIC Stamp 2
- Interfaz Serie RS232
- Zona de experimentación
- Expansible



Kit completo: 50.148 Ptas.

### Máquina de 3 ejes:

- Perforación de PCBs
- BASIC Stamp 2
- Resolución 0,1mm
- Software para Windows



149.450 Ptas.

### Robot Insecto

- BASIC Stamp 1
- Hexápodo caminante
- Auténtico insecto con antenas
- Detecta obstáculos



36.696 Ptas

### Robot BigFoot

- BASIC Stamp 1
- Bípedo caminante
- Detecta obstáculos
- 2 LEDs simulando ojos



29.250 Ptas

### Brazo del Robot

- 5 Ejes
- Interfaz serie RS232
- Microcontrolador SSCII
- Ambiente DOS o Windows



53.473 Ptas

### Robot Micro-Ratón

- Controlador First Step con BASIC Stamp 1
- Base móvil con ruedas
- Funciona con detector de proximidad o rastreador de pistas



26.051 Ptas

### Modem para Red Eléctrica

- Velocidad hasta 2400bps
- Envía y recibe datos en red eléctrica
- Control de los aparatos eléctricos, sistemas de seguridad, domótica etc.



7.920 Ptas

### Libros Diversos

- Sobre robótica y microcontroladores:
- Mobile Robots
- BASIC Stamp
- Programming & Customizing BASIC Stamp
- Microcontroller Projects



Desde 8.800 Ptas

### Músculos Flexinol

- Robot Stiquito en kit
- Con base en músculo eléctrico Flexinol
- Kit del Robot contenido en Libro Escrito "for Beginners"



10.763 Ptas

### Enciclopedia Data-Net

- 20CDs con datasheet de de 320.000 componentes de 83 fabricantes
- Más de 650.000 páginas



22.367 Ptas.

### Pida información sobre:

Microcontroladores y Robótica: Catálogo General en español - gratis.

UniTool: Software de CAD 2D para proyectos eléctricos. 155.000 Ptas

\*NB: IVA incluido. Gastos de envío 2500 Ptas. Pago en Pesetas contra reembolso.



**ALIATRON** - Sistemas e Equipamentos Técnicos, Lda ☎ +351-21-989-8410 📠 +351-21-989-8419

Parque da Colina, Lote D, Esc. 3 • Qta. Sto. André • 2670 Sto. Ant. Cavaleiros • PORTUGAL • W3: www.aliatron.pt • Email: vendas@aliatron.pt



# Decodificadores de control remoto RC5

cómo construir un control remoto de volumen a bajo coste

Por Jason Vincent-Newson

[jasreb@bigfoot.com](mailto:jasreb@bigfoot.com)

La unidad descrita en este artículo está pensada para su uso con cualquier control remoto RC5 de Philips, que permita un control remoto ascendente/descendente de un potenciómetro controlado por un motor.



Una característica especial de este diseño es que es verdaderamente universal, por lo que puede programarse para responder a cualquier dispositivo de dos teclas específicas o a cualquier control remoto compatible con el mando RC5 de Philips.

Esto se consigue de forma sencilla corto-

circuitando dos terminales en la unidad durante su encendido. En ese momento, la unidad indicará el modo de trabajo PROG, con lo que se iluminarán de forma intermitente los correspondientes diodos LEDs y, a partir de aquí, aprenderá la dirección

del sistema y los comandos de aumentar/disminuir el volumen, cuando sean presionadas dichas teclas en el control remoto elegido. La información resultante se almacena en una memoria no volátil para su mantenimiento después de una desconexión.

La unidad se puede reprogramar en cualquier momento de la misma manera.

Se ha incluido un controlador para motor por medio de un amplificador operacional de potencia, de manera que pueda controlarse directamente cualquier potenciómetro gobernable con un motor convencional de 5 V.

La placa de circuito impreso está montada con un conector tipo "pinheader" de una sola fila, que nos permite convertir nuestro diseño en un nuevo modelo o incluirlo dentro de un equipo ya existente. Estos terminales nos dan acceso al sensor de rayos infrarrojos (IR) de tres terminales, a los hilos del motor y al puente de programación PROG, de manera que se puede colocar en un lugar remoto, si se desea.

## Descripción del circuito

Como podemos ver en la Figura 1, el circuito es muy sencillo y está formado por tres secciones: una sección compuesta por el receptor/demodu-

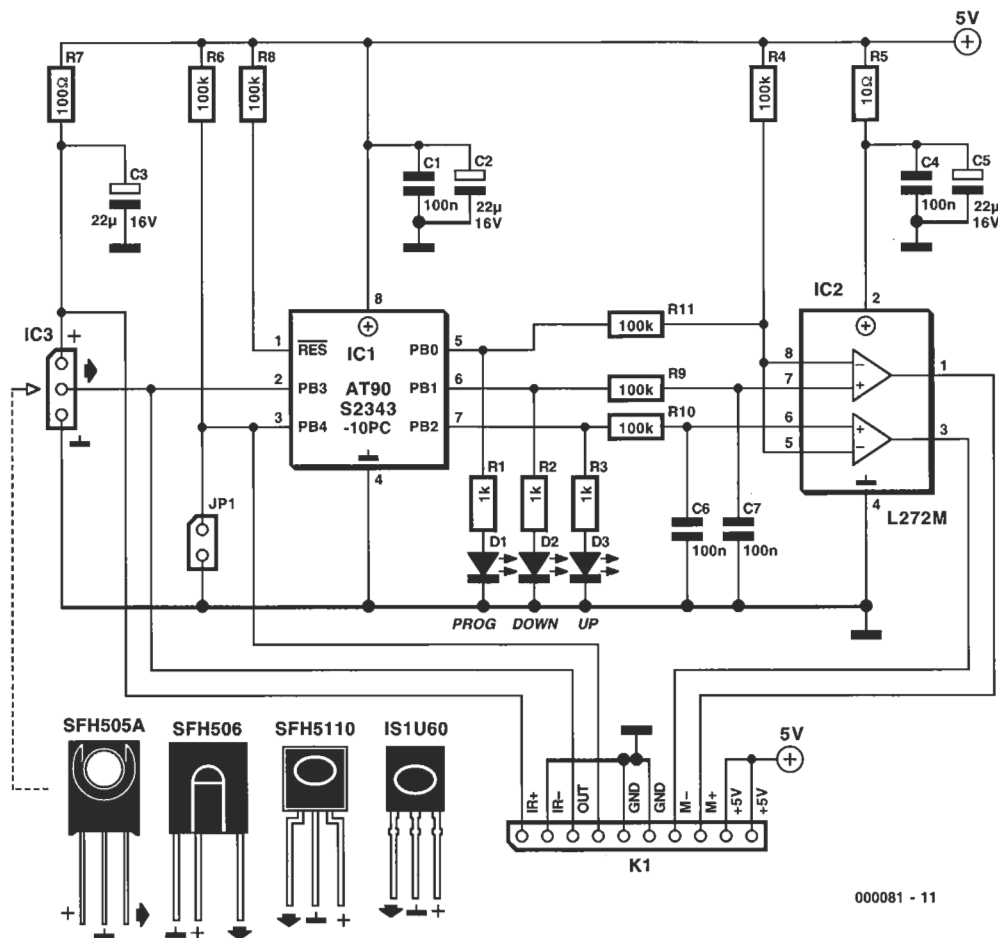


Figura 1. Esquema eléctrico del circuito del "Copiador de descodificador RC5". El amplificador operacional L272M controla un motor paso a paso de 5 V.

lador de IR del tipo IS 1U60 (IC3), la sección del microcontrolador AVR de ocho terminales AT 90S2343 (IC1) y la sección del amplificador operacional controlador de motor L272 (IC2).

En el receptor/demodulador de infrarrojos reside la trama de datos RC5 modulada y proporciona una salida digital de 5 V demodulada para que pueda ser procesada por el microcontrolador. Si no podemos proveernos del receptor/demodulador de infrarrojos IS 1U60, podemos utilizar en su lugar uno de los modelos equivalente de la casa Siemens: SFH 505A, SFH 506 o el SFH 5110. Estos descodificadores

de infrarrojos no son compatibles entre sí a nivel de su distribución de terminales, de modo que dicha distribución se corresponde con la mostrada en la Figura 1. Aunque en la actualidad el SFH 505A está obsoleto (según el propio fabricante Siemens), podemos intentar todavía encontrar alguno.

El microcontrolador utilizado es un AVR AT 90S2343 de 8 terminales. Este pequeño componente incluye 2 KB de memoria Flash de programa y 128 bytes de memoria EEPROM no volátil para datos. Un oscilador interno que trabaja a 1 MHz y el diseño eficiente del procesador permite un procesamiento aproximado de 1 MIPs (megainstrucción por segundo). El microcontrolador está disponible ya programado a través de nuestro Servicio de Lectores.

El procesador dispone de 5 terminales de E/S, de los que todos han sido utilizados en este diseño:

- PB3 se usa como la entrada de datos del RC5, y se activa a nivel bajo.

- PB4 lee el estado del puente PROG (el modo PROG está seleccionado cuando este terminal está a nivel bajo).
- PB1 y PB2 son las salidas de aumentar/disminuir que gobiernan el controlador de motor L272 (el diodo LED indicador de aumentar/disminuir también está controlado por estos terminales).
- PB0 dobla las salidas del motor activas (cuando está a nivel bajo) y del indicador de modo PROG (cuando está a nivel alto).

El controlador de motor L272 funciona de la siguiente manera:

Las dos entradas negativas (-) están unidas y conectadas a la tensión del divisor formado por las resistencias R4 y R11, que configuran la tensión de este terminal a 2,5 V, aproximadamente, cuando la salida activa (PB0) está a nivel bajo. En este modo, si suponemos que la entrada en el terminal 7 está a nivel alto y que el correspondiente terminal de entrada 6 lo está a nivel bajo, las salidas del L272 serán controladas de forma separada y estarán a nivel alto y bajo respectivamente. Si suponemos que las entradas están de forma inversa (es decir, el terminal 6 a nivel alto y el terminal 7 a nivel bajo), también habremos invertido la tensión de las salidas, con lo que estaremos invirtiendo la dirección de giro del motor.

Si la salida PROG (PB0) está a nivel alto, el amplificador operacional está desactivado, ya que los terminales (-) (8 y 5) están conectados a + 5 V, haciendo imposible activar cualquiera de las dos mitades del amplificador operacional.

Las resistencias de 10  $\Omega$  y de 100  $\Omega$ , así como los correspondientes condensadores de filtrado de la tensión de alimentación, sirven para filtrar cualquier ruido de alimentación presente en la línea de + 5 V.

El consumo de corriente de la unidad en el estado de reposo es prácticamente despreciable y la corriente de funcionamiento viene determinada por el consumo de corriente del motor empleado.

## Montaje

La unidad se monta sobre una pequeña placa de circuito impreso de una sola cara, tal y como se muestra en la Figura 2. El circuito integrado

## El Microcontrolador DIY AT90S

Aquellos que dispongan de acceso a un programador de AT90S se alegrarán de saber que el código fuente (Bascom AVR Basic) y el fichero hexadecimal para el microcontrolador usado en este proyecto, está disponible en la sección de "descarga gratuita" de nuestra página web:

<http://www.elektor-electronics.co.uk>. Busque el archivo # 000081-11.exe



IC2 puede soldarse directamente sobre la placa o montarse sobre un zócalo DIL, según se desee, mientras que el microcontrolador (IC1) debe instalarse obligatoriamente sobre un zócalo.

Si se piensa utilizar la placa como un mando de control independiente se puede montar directamente sobre la placa el conector K1 tipo "pinheader" y realizar las conexiones de la tensión de alimentación y del motor directamente sobre los terminales del conector. El sensor de infrarrojos puede conectarse por medio de los hilos de una longitud determinada, que nos permitan situarlo en un lugar remoto.

Si, por ejemplo, se planea incorporar la unidad sobre un elemento Y existente de un equipo, el conector tipo "pinheader" se utilizará para realizar la conexión directa entre los dos elementos, con el correspondiente conector hembra.

## Funcionamiento

La unidad es extremadamente fácil de configurar y de funcionar. En el momento del encendido, la unidad primero verifica la posición del puente PROG y si está montado se coloca el modo PROG para trabajar:

### Modo PROG:

El LED rojo (PROG) debe estar encendido y el LED "Down" (D2) estará parpadeando, indicando que la tecla de "disminuir" volumen tiene que ser presionada. Una vez que el comando (y la dirección del sistema de control remoto) ha sido recibido correctamente, el diodo LED "Down" dejará de parpadear y comenzará a hacerlo el diodo LED "Up" (aumentar). En este momento, la tecla "aumentar" debe ser pulsada sobre el control remoto y, una vez recibido correctamente el comando, el LED rojo PROG se apagará y la unidad entrará a funcionar en el modo NORMAL.

### Modo NORMAL:

En este modo, la unidad monitoriza continuamente el sensor de infrarrojos y, si detecta comandos de volumen programados de aumentar o disminuir el nivel, controlará las salidas del motor (+/-) en la dirección adecuada. Si la tecla se mantiene pulsada, el motor continuará girando hasta que dicha tecla sea liberada.

En el momento del encendido (asumiendo que el puente PROG no está montado), la unidad verifica si el dato almacenado en la memoria no volátil es válido para los comandos almacenados. Si no se encuentra dicho dato (por ejemplo, porque sea la primera vez que se enciende la unidad o porque el dato se ha perdido por alguna razón), la unidad entrará automáticamente en el modo de trabajo PROG para realizar los pasos que se han descrito anteriormente.

(C00081-1)

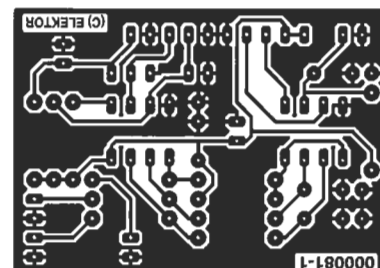
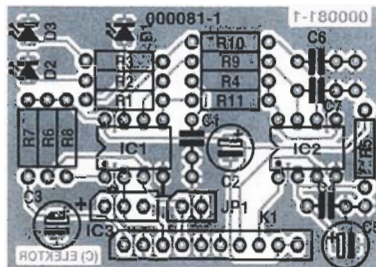


Figura 2. Cara de pistas de cobre y serigrafía de la distribución de componentes de la pequeña placa de circuito impreso diseñada para el control (placa disponible en nuestro Servicio de Lectores).

## LISTA DE COMPONENTES

### Resistencias:

R1, R2, R3 = 1k  
R4, R6, R8-R11 = 100k  
R5 = 10Ω  
R7 = 100Ω

### Condensadores:

C1, C4, C6, C7 = 100nF  
C2, C3, C5 = 22μF electrolítico de 16V, axial

### Semiconductores:

D1, D2, D3 = Diodo LED de baja corriente  
IC1 = AT90S2343-10PC, (con código de pedido N° 000081-41)  
IC2 = L272M

### Varios:

JP1 = Conector macho de 2 terminales tipo "pinheader", con puente  
K1 = Conector macho de 10 terminales de SIL tipo "pinheader", para montaje en el borde de la placa  
IC3 Demodulador y receptor de IR (rayos infrarrojos), con una frecuencia central de 36 kHz (no montado en la placa). Ejemplo: ISIU60 (Sharp), SFH 506-36, SFH 5110-36 o SFH 5110 (de Siemens)  
PCB con Código de pedido N°: 000081-1, (ver página de nuestro Servicio de Lectores)  
Disco del proyecto, con Código de pedido N°: 000081-11, con ficheros con código fuente y hexadecimales (ver página de nuestro Servicio de Lectores)

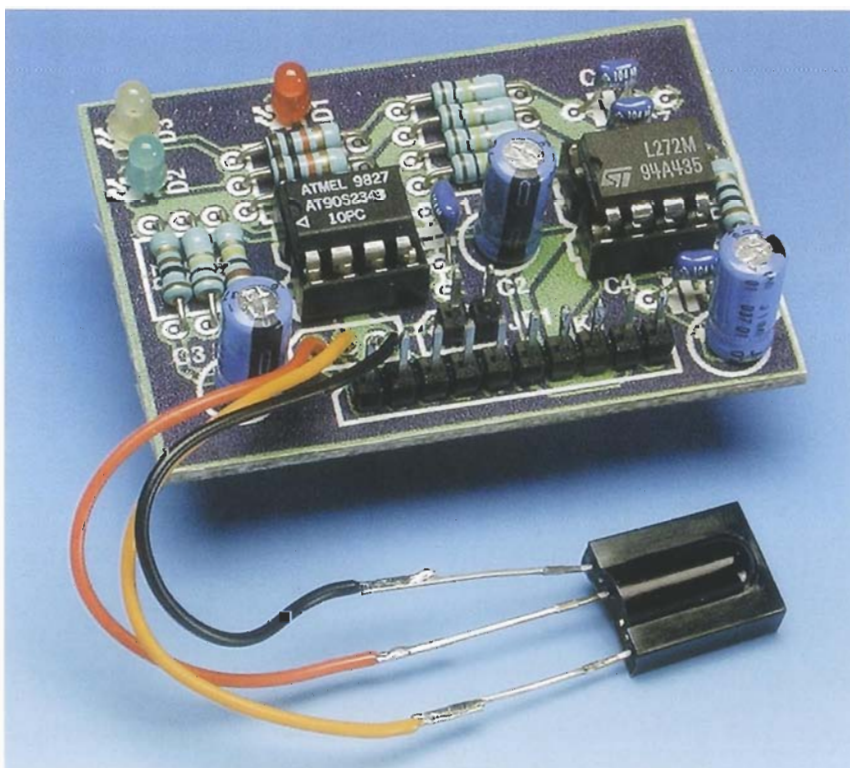


Figura 3. Compare su trabajo con el prototipo del "Copiador de descodificador RC5" de la imagen.

# Excitador de relé

## Funcionamiento y diseño

Por Karel Walraven

En muchos circuitos la acción de conmutar se realiza por medio de un relé, el cual se activa a través de una carga externa. Esta parte del circuito es la que siempre aparece acompañada de texto, pero hay más cosas que debemos saber si queremos aprender a diseñar un excitador de relé de forma adecuada.

Realmente deberíamos considerar el excitador de relé como un tipo de interface. Después de todo, forma el enlace entre el circuito de control, o el PC, con el mundo exterior. El circuito de control utiliza el relé para conmutar aplicaciones externas, lámparas, sirenas, etc, apagándolas y encendiéndolas.

Debido a que se usan muy a menudo, el excitador de relé es tan común como el regulador de tensión integrado, un excitador de LED o una red de potencia. La descripción que suele hacerse tiene relación con el funcionamiento de esos circuitos básicos. Nosotros veremos un excitador de relé un poco más en detalle.

### Sólo cinco componentes

Aparte del condensador de paso, el circuito para el excitador de relé consta de sólo cuatro o cinco componentes, tal y como puede verse en la Figura 1. Realmente todo es bastante sencillo, pero es necesario escoger los componentes de acuerdo a su función. A continuación veremos en detalle todos y cada uno de los componentes.

#### Relé.

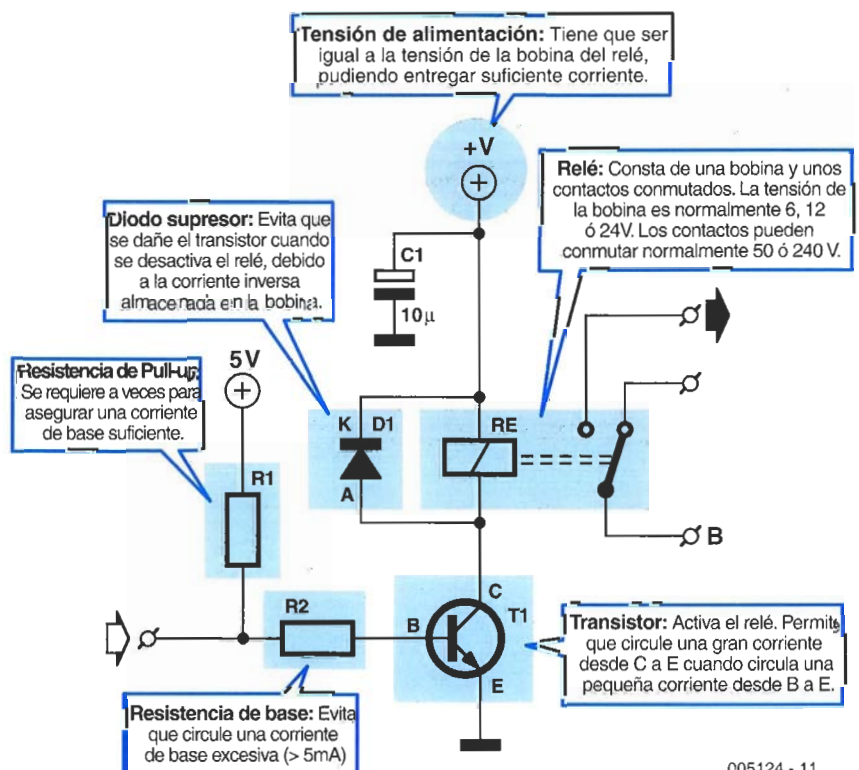
Lo primero de todo es determinar qué carga vamos a conmutar; por ejemplo, una sencilla lámpara de 100 W que funciona a 220 VAC. Un relé adecuado podría ser el relé de tarjeta tipo E (de la casa Siemens), que puede resultarnos familiar por las muchas veces que lo hemos utilizado con anterioridad. Éste puede conmutar hasta un máximo de 500 VA con una corriente máxima de 4 A y una tensión de hasta 250 VAC.

Debemos de tener en cuenta que no podemos multiplicar la corriente máxima por la tensión máxima ( $4 \text{ A} \times 250 \text{ V} = 1.000 \text{ VA}$ ), debido a que nos pasaríamos de las especificaciones máximas de potencia que nos da el fabricante.

Este relé está disponible para muchas tensiones de funcionamiento: 5, 6, 12, 24, 48 ó 60 V. El relé de 12 V se utiliza muy a menudo, porque la tensión requerida se puede obtener desde un adaptador no muy caro. También es muy sencillo derivar una tensión secundaria de 5 V desde el adaptador de 12 V en el caso de que sea necesario. Derivando

desde un adaptador de 6 V debería ser mucho más fácil.

Las hojas de características del fabricante nos señalan que la resistencia de la bobina del relé de 12 V es de 330  $\Omega$  (alternativamente podríamos haber calculado la resistencia mediante un polímetro). Cuando usamos un relé de 12 V, la corriente que circula a través de él será de  $12 \text{ V} / 330 \Omega = 37 \text{ mA}$ .



005124 - 11

Figura 1. Circuito del excitador de relé. Los valores elegidos por los componentes dependen del tamaño de la carga que va a ser conmutada.



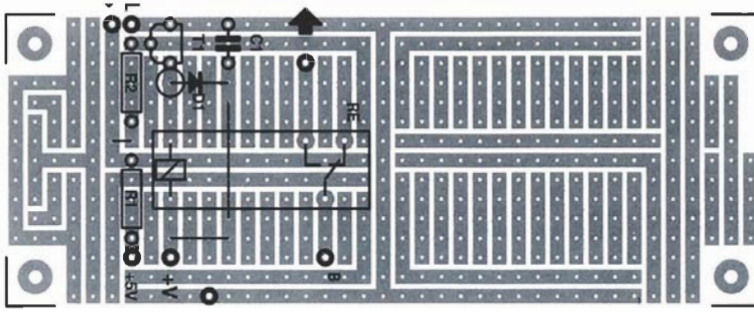


Figura 2. El excitador de relé se puede construir fácilmente sobre la placa UPBS-1.

### Transistor.

Cuando la tensión de funcionamiento del relé es de 12 V, el transistor debería poder trabajar con al menos esta tensión entre su unión colector/emisor. Para estar en el lado seguro, elegiremos un valor que sea bastante más alto, al menos 18 V.

El transistor también tiene que ser capaz de conmutar la corriente requerida; en nuestro ejemplo es de 37 mA. En este caso usaremos un margen de seguridad del 100 %, por lo que elegiremos un transistor que sea capaz de conmutar al menos 74 mA.

En este ejemplo se usará el transistor menor y más empleado corrientemente: el BC547, que puede conmutar 45 V y 100 mA.

### Resistencia de base (R2).

La Tabla 1 nos muestra las características más importantes de varios transistores populares. El BC547 está disponible en dos versiones: la tipo A, que tiene una ganancia ( $h_{fe}$ ) de 110-220 y el tipo B, cuya ganancia es de 200-450. Lo que sí es cierto es que el circuito trabaja bajo cualquier condición y nosotros lo utilizaremos con una ganancia inferior de 110 para los cálculos de la resistencia R2. La corriente del relé circula por el colector y en nuestro ejemplo es de 37 mA. La ganancia del transistor es de 110, por lo tanto, necesitaremos una corriente de base de  $37 \text{ mA} / 110 = 0,34 \text{ mA}$ . Como regla a seguir, asumiremos que la salida que excita el transistor puede bajar al menos 3 V. La tensión en la resistencia de base es de 3 V menos la tensión de base/emisor (0,65 V). Por lo tanto, el valor para la resistencia es:  $(3 \text{ V} - 0,65 \text{ V}) / 0,34 \text{ mA} = 6.910 \Omega$ . Nosotros escogeremos el valor más próximo por debajo de éste, partiendo de la serie E12, es decir, 6K8.

### Resistencia de pull-up (R1).

La Tabla 2 muestra la corriente que

puede entregar y el consumo de varias de las más populares familias lógicas.

La corriente necesaria para la familia lógica usada, en el caso de la familia LS, que es la que utilizamos en el ejemplo, debería ser de  $0,34 \text{ mA} - 0,4 \text{ mA} = -0,06 \text{ mA}$ . El resultado negativo significa que hay bastante corriente, por lo que no será necesaria resistencia de pull-up en este caso. Si usamos un relé de 6 V con una bobina de  $80 \Omega$  necesitaremos una corriente de base de  $75 \text{ mA} / 110 = 0,68 \text{ mA}$ . La diferencia:  $0,68 - 0,4 = 0,28 \text{ mA}$  debería proporcionarla la resistencia de pull-up. Desde nuestra primera consideración sabíamos que la tensión que cae en la resistencia de pull-up es de  $5 \text{ V} - 3 \text{ V} = 2 \text{ V}$ . Esto nos da una resistencia de  $2 \text{ V} / 0,28 \text{ mA} = 7.140 \Omega$ . De nuevo escogeremos el valor más cercano de la serie E12, que es 6k8.

Tenemos que revisar que el excitador integrado pueda poner la resistencia de pull-up a masa. La corriente que debería fluir tendría que ser:  $5 \text{ V} / 6.800 \Omega = 0,735 \text{ mA}$ . Este valor tiene que ser menor de la corriente consumida. En nuestro ejemplo, para la familia LS, que es el caso. Debemos de tener en cuenta que no podemos utilizar el dispositivo desde la serie 4.000. En este caso deberíamos elegir el transistor T1 con la ganancia mayor, de esta manera reduciríamos la corriente de base requerida.

### Diodo de flyback (D1).

La función del diodo flyback (o supresor) es proteger el transistor. La bobina del relé tiene la propiedad (como todas las bobinas) de que se resiste a un cambio en la corriente que fluye a través de ella. Así, cuando una tensión se aplica en extremos de la bobina, cuando de pronto se quita de la bobina, ésta tenderá a mantener la corriente que circula. En la práctica esto significa

Tabla 1

Transistor	VCE0 (V)	Ic (mA)	Hfe (veces)
BC546	65	100	110-800
BC547A	45	100	110-220
BC547B	45	100	200-450
BC548C	30	100	400-800
BC517	30	500	30000
BD139	100	1500	40-250

Tabla 1. Características de algunos transistores comunes.

Tabla 2

Familia lógica	Consumo (mA)	Entrega (mA)
TTL	16	0.4
LS	4	0.4
4000 (CMOS)	0.5	0.5
HC/HCT	4	4

Tabla 2. Corrientes soportadas por algunas familias lógicas.

que llegados al punto en el que el transistor está en corte, la bobina se convierte en un generador y alimentará una tensión con una polaridad inversa. Eso da lugar a la aparición de una tensión en el colector, que es igual a la tensión de alimentación más la tensión que se induce en la bobina. Esto realmente es un negocio arriesgado, pero el diodo limita la tensión inducida a 0,7 V, lo cual evita que el transistor pueda ser dañado.

## Construcción

Realmente, el excitador de relé partirá de otro circuito y no se construirá de forma independiente. Pero en el caso de que no se amplíe un circuito existente con una salida conmutada, debería ser bastante fácil montar los cinco componentes del excitador de relé sobre un trozo de placa de prototipos. Nosotros hemos supuesto el montaje del circuito sobre una placa de prototipos universal tamaño 1 (UPBS-1). Como podemos ver en la Figura 2, lo cual puede que sea muy agradable, podemos obtener la placa UPBS-1 a través de nuestro Servicio de Lectores.

## Conclusión

Esas explicaciones e instrucciones lo hacen bastante sencillo para cualquiera que diseñe un módulo excitador de relé con su propia especificación. Deberíamos apuntar que todos los cálculos incluyen un razonable margen de seguridad. Los circuitos integrados pueden proporcionar una elevada corriente, por lo que no tiene que preocuparnos el funcionamiento del circuito.

(005124-1)

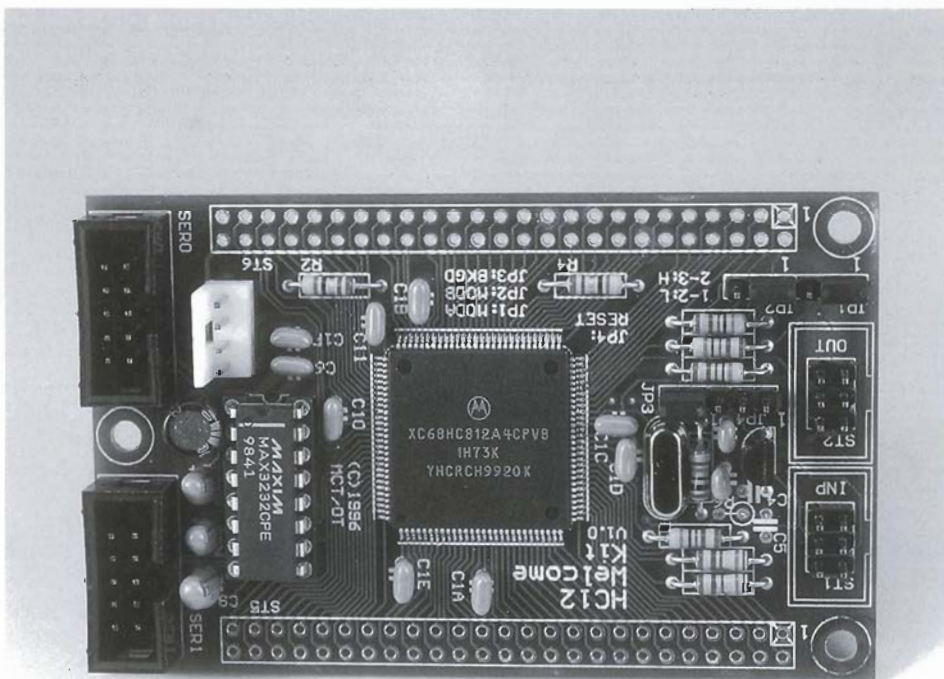


# Actualización al microcontrolador 68HC12 de 16-bits (I)

## Una introducción

Por Oliver Thamm

La aplicación de microcontroladores más allá del límite de los 8 bits se nos muestra a menudo como un libro cerrado. Aquí mostramos que realmente es bastante fácil empezar a trabajar con este tipo de microcontroladores. ¡Ni siquiera necesitamos ser un perfecto “programador del microprocesador HC11”!



Los circuitos que usan microcontroladores son muy flexibles, y disfrutan de un alto nivel de popularidad. La familia de microprocesadores 68HC11 de Motorola ha sido durante años uno de los favoritos en las aplicaciones de los que se inician en la electrónica. Estos microcontroladores de 8 bits tienen una estructura interior fácil de entender y pueden programarse sin dificultad a través de un enlace RS 232. Con el transcurso de los años los aficionados al HC11 han aumentado, así como el número de diseños publicados (vea la literatura al respecto). Sin embargo, hoy día el HC11 se está quedando algo obsoleto desde el punto de vista técnico. Las nuevas áreas de aplicación exigen controladores que sean más flexibles y que dispongan de más potencia de procesamiento. Últimamente, Motorola, el fabricante del HC11, ha decidido introducir un cambio radical en su tecnología de fabricación industrial, algo que, sin embargo, es posible que no pueda llevarse a cabo



fácilmente con los microcontroladores HC11. El resultado ha sido el 68HC812A4, el primer miembro de la nueva y potente familia HC12.

Muchos usuarios del HC11 creen que no pueden cambiar fácilmente al microcontrolador HC12, bastante más rápido. Sin embargo, esto es posible gracias a que los nuevos modelos han heredado el modelo de programación completo del HC11. Eso significa que la estructura de registros de la CPU (ver Figura 1), las instrucciones en ensamblador y los modos de direccionamiento han permanecido sin cambios. Por ello, los programadores encontrarán muy fácil cambiar a la nueva familia, ya que el

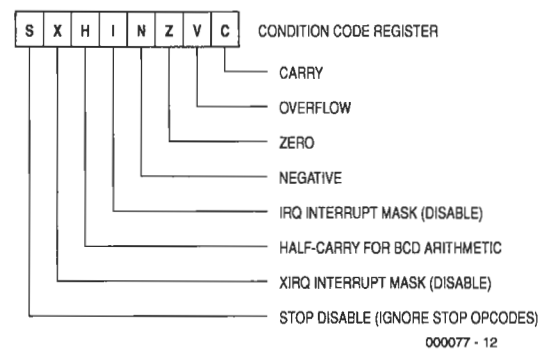
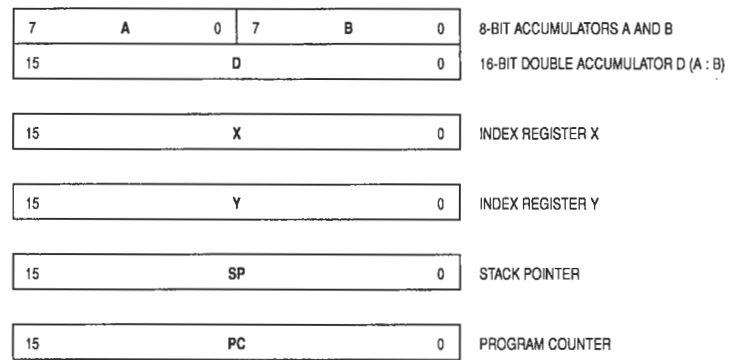


Figura 1. Registros de la CPU HC12.

## Modos de funcionamiento del HC12

El HC12 puede trabajar en varios modos de funcionamiento diferentes, que se seleccionan por medio de los terminales MODA y MODB. Los niveles en estos terminales los lee el microprocesador en el flanco de subida de la señal de reset, para determinar el modo de funcionamiento. Normalmente, el terminal BKGD debe mantener un nivel alto constante y estable en este momento. Los siguientes modos de funcionamiento (los más importantes), se encuentran frecuentemente en los circuitos del HC12.

### El modo normal de "Un Solo Circuito Integrado" (MODA=L, MODB=L)

El HC12 opera sin un interfaz de bus externo, utilizando sólo la memoria interna (RAM, EEPROM y Flash EEPROM si se dispone de ella). Los terminales del bus que han quedado libres y que no tienen estas funciones, están disponibles como terminales de E/S de propósito general.

### El modo normal de "Ancho Extendido" (MODA=H, MODB=H)

El HC812A4 funciona con un interfaz de bus externo de 16 bits de ancho. Los puertos A y B proporcionan el bus de dirección, mientras que el bus de datos se encuentra en los puertos C y D. El bus de control está formado por las señales ECLK, R/W y /LSTRB (puerto E). El HC12 genera hasta siete señales de selección de circuito (CS) en el puerto F, para cubrir las necesidades del usuario. Además, es posible usar un banco de memoria para manejar las regiones de memoria más allá del límite de los 64 KB. Para conseguir esta utilidad, se dispone de hasta seis terminales en el puerto G.

### El modo normal de "Estrecho Extendido" (MODA=H, MODB=L)

En este modo, el HC812A4 se comporta igual que en el modo "Ancho Extendido", con la diferencia de que el bus de datos es sólo ocho bits de ancho (puerto C). El microcontrolador divide automáticamente cada acceso de 16 bits en dos accesos secuenciales de 8 bits.

### El modo especial de "Un solo Circuito Integrado" (MODA=L, MODB=L)

Este modo está diseñado especialmente para colocar el circuito integrado en funcionamiento con el interfaz "Modo Interfaz de Depuración de Fondo". Cuando la señal de reset deja de estar activa, el terminal BCM conectado debe mantener el terminal BKGD a nivel bajo durante un corto periodo de tiempo. En consecuencia el sistema HC12 y el circuito que lo aloja se comunican a través de este terminal. La CPU no empieza a funcionar procesando un programa de aplicación, como de costumbre, sino que, inicialmente, sólo ejecuta instrucciones BDM. En este modo de funcionamiento de "desarrollo de programas", las restricciones en el uso de algunos registros de control no son tenidas en cuenta, ya que alguno de los elementos de protección del microcontrolador están desactivados.

código fuente existente sólo tiene que ser reconvertido al código de la familia HC12. Si estamos comenzando con nuestro trabajo, además de actualizarnos a la nueva tecnología, podremos disfrutar de ciertas ventajas. En poco tiempo el HC12 tendrá una doble cualidad muy importante, combinar las altas prestaciones con un nivel relativamente bajo de complejidad.

## Los circuitos prácticos

Una vez leídos los comentarios de la introducción, pensamos que ya es hora de observar el esquema eléctrico del circuito del HC12. La Figura 2 muestra el circuito integrado HC812A4 y la circuitería externa que el microcontrolador necesita para trabajar correctamente. ¿Es todo lo que necesita? De hecho, sí, y ésta es una de las ventajas principales de esta unidad microcontroladora (MCU), es decir, casi todos los componentes importantes se integran en el controlador.

El circuito integrado IC3, de la casa Maxim, es el ya conocido y probado convertidor de señales a niveles TTL/RS232. El HC812A4 dispone de dos interfaces serie asíncronas que se designan internamente como SCI0 y SCI1. Su funcionamiento es mutuamente independiente, y pueden trabajar fácilmente a velocidades de transmisión de datos de 38.400 baudios, con el reloj de







HC12 desactiva todos las señales del bus para los circuitos integrados de memoria externa. En este modo, los puertos que han sido liberados de funciones pueden usarse como líneas del E/S de propósito general, ¡lo que significa una ganancia de hasta 40 líneas! La memoria EEPROM interna se utiliza como memoria de programa. Con un tamaño de 4 KB, es más grande que la memoria interna de programa del HC11. Además, hay 1 KB de memoria RAM para los datos variables. Como el conjunto de instrucciones del HC12 es muy eficaz, es posible guardar en la memoria interna un programa de un tamaño considerable. En la segunda parte de este artículo, que se publicará en el mes de Abril de 2001, se proporcionan algunos ejemplos de programas.

## En el fondo

Aparte de algunos condensadores de bloqueo y de algunas resistencias de

"pull-up", ya habríamos acabado con la descripción del esquema eléctrico del circuito, con excepción del conector de seis terminales X1. Realmente sólo se conectan dos señales a este conector, a saber, /RES y BKGD. La señal /RES es una extensión de la señal MCU /RESET, mientras BKGD se conecta directamente al microcontrolador. La función de depuración incorporada en el microcontrolador trabaja por medio de estos terminales, los cuales forman el interfaz para el "Modo Depuración de Fondo" (BDM). Como su nombre indica, el interfaz BDM se usa para algo más que para volcar el programa en la memoria RAM o EEPROM. El terminal BKGD también proporciona una "puerta trasera" al microcontrolador, la cual permite leer y escribir cualquier dirección de memoria, dentro del rango de direcciones de la memoria RAM y EEPROM, en los circuitos integrados de los registros de control. Esto significa que, a tra-

vés de este terminal y de BDM, podemos iniciar y detener los programas de las aplicaciones según nuestros deseos, configurar "puntos de ruptura", ejecutar programas en modo paso a paso y leer o modificar el contenido de los registros del procesador. Los detalles más importantes del funcionamiento de BDM12 se explican en el apartado "¿Cómo trabaja el BDM?".

Todo esto suena como si dispusiésemos de un completo emulador de circuitos en la placa. Normalmente, siempre esperamos pagar el coste de un automóvil pequeño por una pieza del equipamiento, pero el microcontrolador HC12 incluye importantes prestaciones, como la ayuda en la depuración, sin ningún tipo de recargo. Esto parece casi demasiado bueno para ser verdad y, de hecho, "hay una mosca en el ungüento", es decir, hay una pequeña pega.

La conexión a un PC que se usa para desarrollar y volcar el programa, no está completamente libre de problemas. El interfaz BDM es sencillamente demasiado rápido para trabajar con un interfaz normal, serie o paralelo, del PC. Esto significa que necesita-

# Consiga su

# archivador

## a un precio excepcional

**La mejor manera de mantener su colección ordenada y en perfecto estado.**

**Archivador con varillas interiores que le permitirá archivar doce números.**



☐ **Sí**, deseo recibir contra reembolso el número de tapas de la publicación **elektor** que indico a continuación, al precio de 1.200 Ptas. I.V.A. incluido por cada una, más gastos de envío.

☐ 1 tapa    ☐ 2 tapas    ☐ 3 tapas    ☐ 4 tapas    ☐ ..... tapas

Nombre:..... Apellidos:.....

Dirección:..... N°:..... Piso:..... Tel.:.....

C.P.:..... Población:..... Provincia:.....

ENVIAR ESTE CUPÓN A LARPRESS, S.A. C/ LA FORJA, 27-29 • TORREJÓN DE ARDOZ 28850 MADRID. TEL.: 91 677 70 75 FAX: 91 676 76 65

Usted tiene derecho a acceder a la información que le concierne, recopilada en nuestro fichero de datos y a cancelarla o rectificarla de ser errónea. Si no desea recibir información comercial de esta u otras empresas, le rogamos nos lo haga saber mediante comunicación escrita con todos sus datos personales.



mos circuitos y programas adicionales que funcionen como un interprete entre el PC y el HC12. Esto se denomina el "entorno" del BDM, y no es algo particularmente conveniente para la construcción de DIY. Afortunadamente, existen soluciones alternativas, como el depurador NoICE, que no estropeará el presupuesto anual de un diseñador de HC12 ambicioso en un soplo. En la dirección de Internet del autor, podemos encontrar una gran colección de enlaces que nos llevan a temas sobre el BDM y temas generales sobre los microcontroladores.

## Terminales de E/S

La persona que tiene bastantes terminales de E/S para conectar todos sus LCDs, pulsadores, luces y relés, puede considerarse afortunada. Con un HC812A4, no nos encontrare-

mos con una dificultad de este tipo tan rápidamente, por lo menos si estamos funcionando en el modo de "Un Solo Circuito Integrado". En este componente el usuario dispone de más de 80 terminales de E/S, cada una de las cuales puede ser configurada como una entrada y/o una salida. Con respecto a las resistencias internas de "pull-up", hay varias opciones de configuración. Un número sustancial de señales de entrada (aproximadamente un tercio) pueden funcionar como disparadores de interrupción.

## 28 Terminales x 4

Si aún sentimos curiosidad y deseamos echar una mirada más dete-

nida al HC12, disponemos básicamente de dos opciones para empezar a trabajar rápidamente. La primera es obtener el circuito integrado microcontrolador y montarlo en un zócalo sobre una placa de circuito impreso universal. La relativamente pequeña disponibilidad de conexiones externas, no presenta un problema demasiado importante. Sin embargo, si supone un problema a tener en cuenta la soldadura del circuito integrado a mano, por lo que se recomienda emplear un zócalo para dicho componente. Por otro lado, el zócalo más adecuado para el encapsulado QFP de 112 terminales del microcontrolador HC812A4 es caro y difícil de obtener. De hecho, es tan caro que merece la pena detenernos y plantearnos la segunda opción. Dicha opción consiste en un módulo controlador preensamblado, como el mostrado en la fotografía de la portada de este artículo. No sólo incluye la circuitería periférica mostrada en la Figura 2, sino que nos permite disponer de todas las señales del microprocesador sobre las tiras de terminales laterales, donde son fácilmente accesibles (incluso utilizando medios no profesionales).

La empresa alemana Elektronikladen (vea <http://www.elektronikladen.de> en Internet), ofrece estos módulos en el formato de tarjetas de crédito bajo la designación de 'HC12, el Kit de Bienvenida' (vea <http://elektronikladen.de/kit12.html>). El microcontrolador está soldado directamente a la placa de circuito impreso, en un paso de una producción SMD, donde ya no es necesario utilizar un zócalo. Esto hace que el conjunto sea más económico y posibilite su uso, de modo que con unas 17.000 ptas podemos recibir el kit de inicialización completo, incluyendo un programa monitor que nos permitirá fácilmente volcar los programas de la aplicación a través de un interfaz serie.

(009077-1)

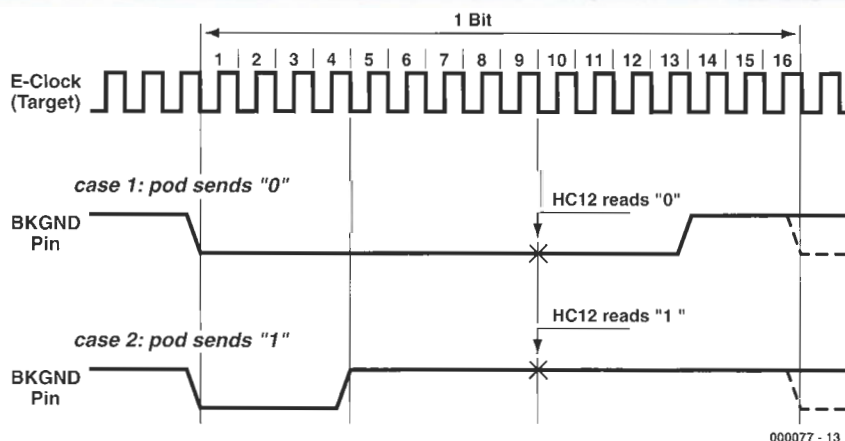
## Cómo trabaja el BDM?

El interfaz del Modo de Depuración de Fondo (BDM) del HC12 está soportado básicamente por un solo terminal (BKGD) del microcontrolador. En el estado de reposo, este terminal se mantiene a nivel alto por medio de una resistencia de "pull-up". Se utiliza un protocolo serie asíncrono especial para las comunicaciones. El reloj de referencia está basado en la velocidad de reloj del HC12. Por ejemplo, si se usa un reloj de cristal de 16 MHz, la unidad de tiempo básica del sistema BCM es de 125 ns.

El diagrama de tiempos muestra cómo se transfiere un bit individual. Esto requiere 16 ciclos del reloj, lo que significa que utiliza 2  $\mu$ s para transferir un bit a 125 ns de frecuencia de reloj, con lo que un byte completo utilizará 16  $\mu$ s. Una secuencia de comandos típica de un BDM está formada por 5 bytes, lo que llevaría unos 80  $\mu$ s para su transferencia. En la práctica, podemos esperar ver entre 5 y 10 miles de instrucciones BDM por segundo, lo que ya sí es bastante rápido.

Una instrucción BDM está formada por un byte de comando y cualquier parámetro necesario. Por ejemplo, la secuencia de instrucciones para un acceso de escritura de 16 bits a la dirección \$0800/1, aparece como sigue:

C8 08 00 1A 2F



Los componentes individuales del mensaje tienen los significados siguientes:

\$C8 BDM comando 'WRITE\_WORD'  
\$0800 dirección  
\$1A2F palabra de datos

La segunda parte de este artículo tratará sobre la programación de los módulos funcionales internos de los HC12 y las herramientas necesarias para los mismos.

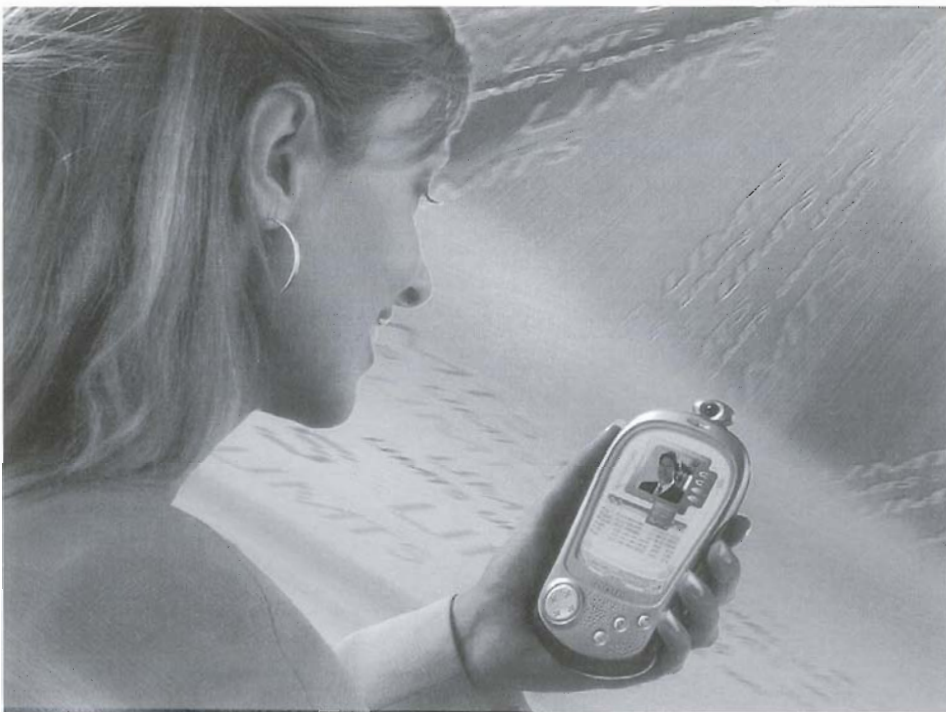


# Servicio de Telefonía Móvil Universal (UMTS)

## Parte 2: Tercera generación de la tecnología de móviles

Por G. Kleine

La introducción de la tercera generación de teléfonos móviles ofrecerá un amplio incremento de la capacidad de datos, asegurando la proliferación del uso de Internet para móviles y de nuevos usos multimedia.



Para asegurar que la distribución global fuera posible para la tercera generación de teléfonos móviles, la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones (WRC, del inglés World Radiocommunications Conference), definió en 1992 las frecuencias de funcionamiento para los teléfonos UMTS, que estarían distribuidas entre 1.885 y 2.025 MHz (para los enlaces superiores) y entre 2.110 y 2.200 MHz (para los en-

laces inferiores). El enlace superior se define como la información que pasa desde el abonado hasta la estación base, mientras que el enlace inferior es la información que pasa desde la estación base hasta el abonado. La Figura 1 muestra la distribución de frecuencias para la telefonía UMTS.

La banda más alta de estas fre-

cuencias está reservada para futuros servicios móviles por satélite. Las frecuencias centrales para la Duplexación de la División de Frecuencias (FDD, del inglés Frequency Division Duplexing), con modulación W-CDMA, tienen una asignación que va desde los 1.920 hasta los 1.980 MHz, para el enlace superior, y de 2.110 hasta los 2.170 MHz para el enlace inferior. Esto mantiene una distancia duplex de 190 MHz entre el enlace superior y el enlace inferior. Este modo de trabajo y de asignación de frecuencias está apoyado por las empresas Nokia y Ericsson, teniendo en cuenta que proporcionan una capacidad idéntica para los canales del enlace superior y del enlace inferior.

Una alternativa al modo FDD es el modo de Duplexación por División en el Tiempo (TDD, del inglés, Time Division Duplexing), sistema que ha sido estandarizado por las compañías Bosch, Siemens y Alcatel. La principal ventaja de este estándar es el uso de bandas de frecuencias no pareadas, lo que permite una capacidad de canales asimétrica entre los canales del enlace superior y los del inferior. Este modo es el más adecuado, de acuerdo con el tipo de tramas que se intercambian con los datos TCP/IP cuando accedemos a la información de Internet. En este caso, los datos del enlace superior pueden estar formados por



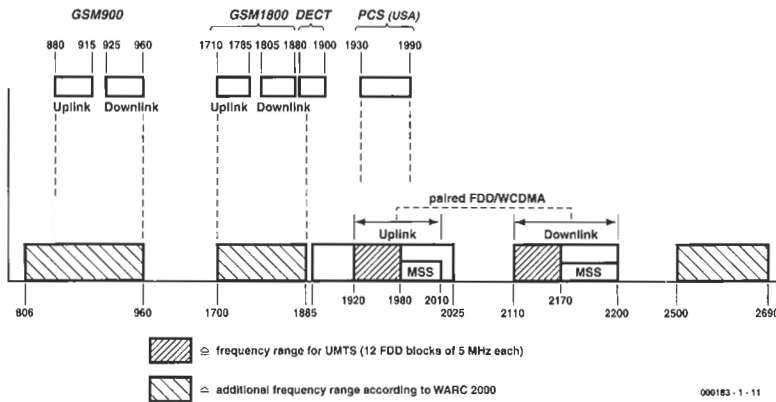


Figura 1. Asignación de frecuencias en UMTS.

algo más de información que la dirección de una página web, lo que se traduce en un flujo de datos del enlace inferior de varias páginas de datos.

Para el sistema FDD se usa un filtro paso/banda Duplex, con una característica de una frecuencia de corte con una pendiente relativamente pronunciada, de modo que se evita el acoplamiento entre los datos enviados y recibidos. Por el contrario, con los equipos TDD es necesario realizar un control estricto de la sincronización entre las estaciones bases, de modo que las células adyacentes pue-

dan funcionar correctamente en conjunto, lo que haría que la red entera pueda operar de forma sincronizada.

Los dos rangos de frecuencias de los sistemas UMTS, cada uno de ellos con un ancho de banda de 60 MHz, divididos en 12 canales, los cuales tienen un ancho de banda de 5 MHz cada uno, ya están disponibles para su uso en los países europeos y en la mayoría de los países asiáticos. En Estados Unidos la situación no está todavía demasiado clara. Estados Unidos utiliza actualmente la banda de 1,9 GHz para su segunda genera-

ción de redes de teléfonos, denominada Sistema de Comunicación Personal o PCS (del inglés Personal Communications System). El plan previsto en este país es dejar libres algunas de estas frecuencias para el uso de sistemas UMTS en los años venideros.

También se ha anticipado por el organismo WRC-2000 que la banda comprendida entre 806 y 960 MHz será utilizada para la telefonía UMTS cuando el actual sistema GSM comience su declive y desaparezca. Del mismo modo, la banda comprendida entre 1.710 y 1.885 MHz también estará disponible cuando el servicio DCS 1800 llegue a su fin. Aparte de estas frecuencias también hay parte del espectro que se podrá usar y que actualmente está siendo empleado por los teléfonos sin hilos DECT. Se ha anticipado que la última banda, comprendida entre los 2.500 y los 2.690 MHz, también podrá usarse para un futuro incremento de la capacidad de las redes UMTS.

## Licencias de frecuencias UMTS

La asignación y localización de estos pares de frecuencias de 5 MHz (altamente deseados), ha sido gestionada de modo diferente en los distintos países. En España, Noruega y Suecia, por ejemplo, estas licencias han sido distribuidas bajo unas bases prácticamente libres de costo, mientras que en muchos otros países han sido subastadas al mejor postor. Así, por ejemplo, en Inglaterra se disponía de cinco licencias y cuatro de ellas fueron para los más grandes competidores del mundo en telefonía móvil: Vodafone, BT3G, one2one (pertenece a Deutsch Telecom.) y Orange (pertenece a Vodafone pero actualmente en lista de transferencia). La quinta licencia fue ganada por TIW, un grupo relativamente nuevo compuesto por las empresas Canada Telesystem International y Hutchison Whampoa of Hong Kong. La subasta para las licencias de telefonía móvil de tercera generación alcanzó los 22,48 billones de libras para el gobierno inglés.

En los foros de Internet para telefonía UMTS podemos encontrar más información sobre las licencias de este tipo de telefonía.

## Un método de modulación refinado

Los métodos clásicos para proporcionar múltiples canales de comunicación utilizando FDMA y TDMA ya fueron descritos en la primera parte de este artículo entregado en el anterior número de Elektor. El diagrama de la Figura 2 muestra cómo se subdividen los canales en tiempo y en frecuencia, cuando se utilizan los modos de trabajo FDMA y TDMA.

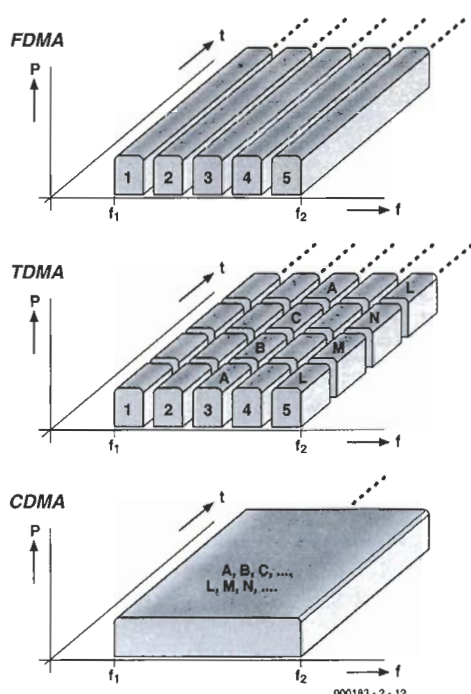


Figura 2. Métodos de acceso en modos FDMA, TDMA y CDMA.

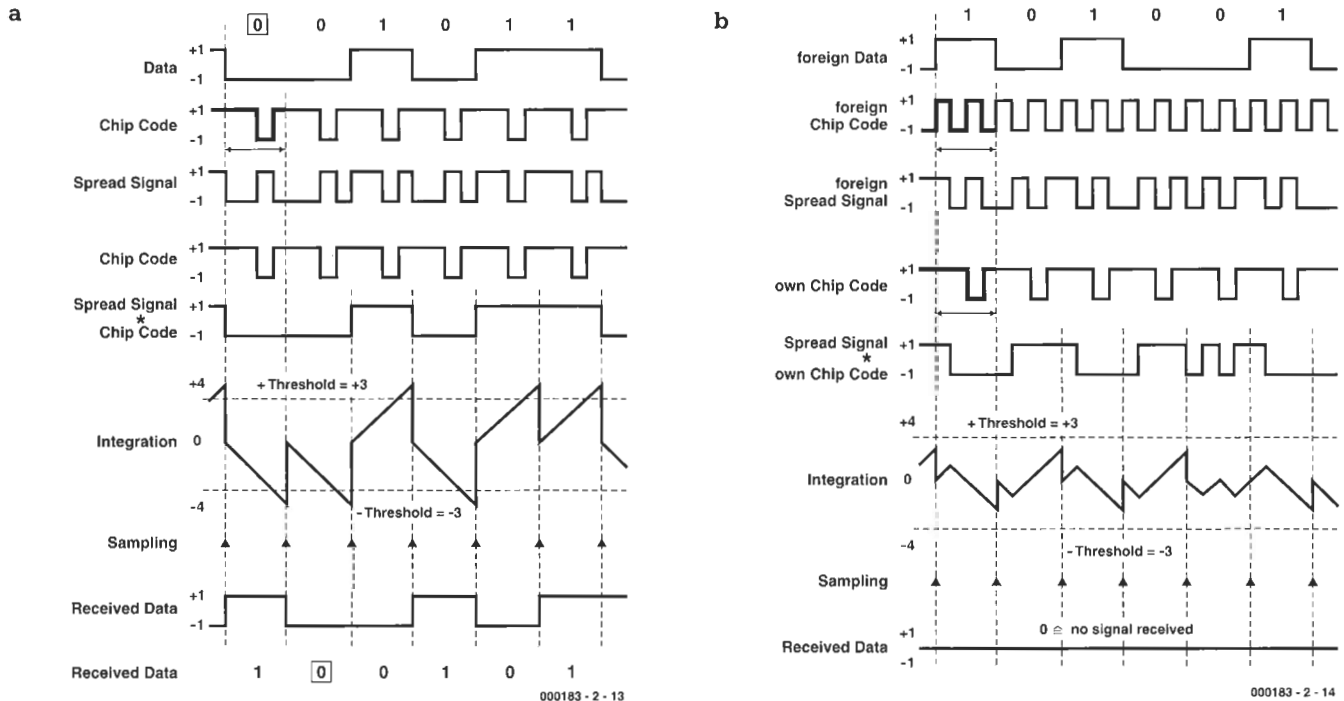


Figura 3. Principio de la comunicación de modo CDMA. a) Recepción de la señal deseada b) Recepción de una señal no deseada.

En dicho diagrama también se muestra otro método que aún no hemos tratado.

El sistema UMTS utilizará el método de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA). El CDMA permite que todos los usuarios puedan enviar simultáneamente utilizando la misma frecuencia. A primera vista, este método puede parecer bastante pobre, ya que si cada abonado está utilizando la misma frecuencia, cómo es posible seleccionar tan sólo una señal a transmitir en el receptor. Un simple filtro atenuaría todos los canales por igual, ya que todos los equipos estarían enviando información sobre la misma frecuencia. La clave de este método es que cada canal de transmisión y de recepción está asignado a un código único consecuencia de Pseudo Ruido (PN, del inglés Pseudo Noise). El dato transmitido se combina con esta secuencia antes de la transmisión. En el receptor parece que tan sólo tendríamos ruido proveniente de los diferentes transmisores que están enviando información al mismo tiempo. Sin embargo, cuando el "ruido" recibido se pasa a través de un circuito "correlador" que usa la misma secuencia de código que el transmisor, se recupera la señal transmitida original mágicamente.

Este concepto puede ser difícil de captar, pero es similar a cuando estamos manteniendo una conversación con un amigo en un ascensor. El ascensor se detiene y dos personas entran hablando en japonés. A continua-

ción entran dos personas más hablando en ruso. Si suponemos que cada pareja que está dentro del ascensor sólo puede entender su propia lengua, podemos ver que estas tres conversaciones se dan simultáneamente sin ninguna mezcla de información. En algún lugar dentro de nuestro cerebro disponemos de un equivalente a un "correlador de sonidos", de modo que podemos entender aquellas frases que están en nuestra propia lengua.

El proceso de difusión puede verse como un sacrificio de la señal con un ancho de banda estrecho por el de una señal que puede funcionar con una alta inmunidad al ruido ambiental y que es mucho más inmune al ruido en general. En la Figura 3 podemos ver un ejemplo simplificado de este hecho. Así, en la Figura 3a se muestra la codificación de la señal de transmisión y la recepción de la señal deseada con la correcta secuencia de codificación (Chip code). En este ejemplo, la velocidad de datos de la secuencia de codificación (Chip code) es cuatro veces mayor que la velocidad de datos a transmitir. La ganancia del procesamiento es una medida de lo que se ha debido in-

crementar el ancho de banda de la señal de datos transmitida en función del proceso de difusión. Esta medida se define como la relación de la velocidad de codificación entre la velocidad de los datos. Cada bit del dato de entrada es multiplicado por una secuencia de codificación que tiene cuatro veces la longitud de un bit. Un nivel alto es +1 y un nivel bajo es -1, siendo 0 la ausencia de señal. La señal de datos transmitida resultante después de la multiplicación con la señal de difusión tiene un ancho de banda cuatro veces mayor que la velocidad de datos inicial.

Para la recepción de la señal, el integrador de datos de entrada está inicialmente configurado a cero. La amplitud del integrador viene dada por la ganancia de procesamiento del sistema. El tiempo de muestreo de la forma de onda se produce al final de cada período de integración. El umbral de muestreo está configurado en este ejemplo a +3 y -3. A la salida de este proceso hemos recuperado la trama de datos inicial, que estaba a la entrada de la transmisión, pero con un cierto tiempo de retardo adicional.

La Figura 3b muestra el mismo proceso, pero esta vez con una señal



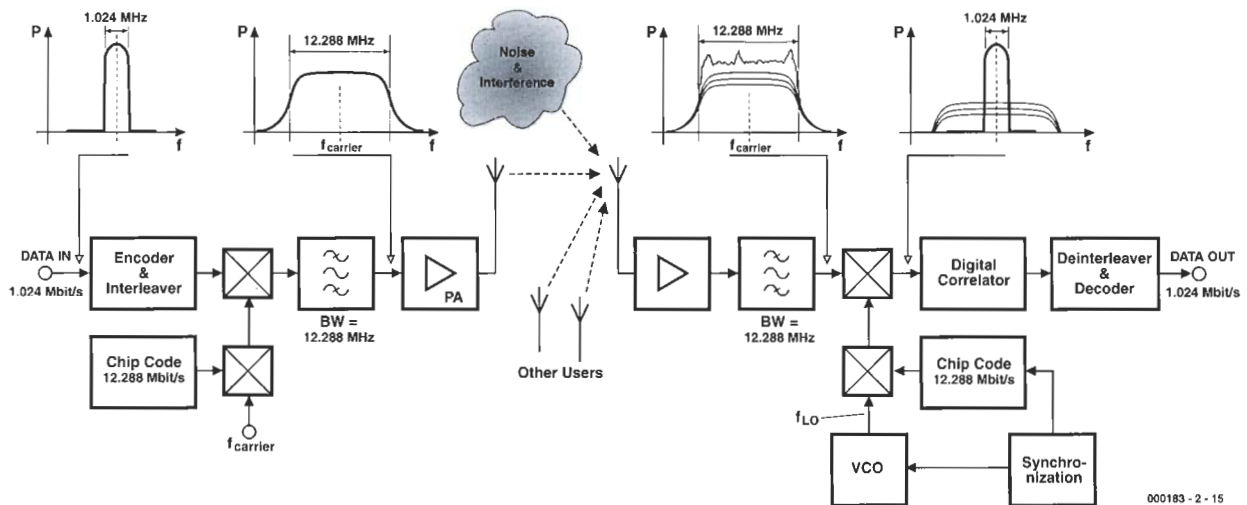


Figura 4. Sistema de comunicación W-CDMA.

no deseada y que tiene una secuencia de codificación desconocida. Las dos primeras líneas muestran la señal de datos no deseada y sus secuencia de codificación. La línea tres es la señal difundida (o expandida). Al igual que sucedía en la línea cuatro del caso anterior, aquí también se utiliza la misma secuencia de codificación, igual que la de la Figura 3a. La siguiente línea muestra el producto de las dos líneas anteriores, cuya señal resultante es la entrada al integrador. Podemos ver que en cualquier punto durante el proceso de integración, la señal resultante no sobrepasa, por

encima o por debajo, los umbrales de +3 y -3, por lo que la salida permanece siempre a cero. Cero indica que no ha habido señal detectada. Según lo analizado hasta el momento, podemos ver que la secuencia de codificación debe ser elegida cuidadosamente, de manera que tenga una forma de onda con un pico de autocorrelación que, por ejemplo, no esté permitido o soportado por otro código no deseado y que puede interferir en el código deseado. La correlación de cruce entre las dos secuencias de codificación elegidas debe ser lo más pequeña posible (lo ideal sería cero).

## La variante del ancho de banda

Originalmente, el método CDMA fue utilizado en entornos militares y empleado con una señal con un ancho de banda relativamente estrecho, de 100 kHz. Las señales UMTS requieren un ancho de banda de 5 MHz para poder soportar la velocidad de transferencia de datos de 2 Mbit/s y una velocidad de codificación de 4.096 Mbits/s. La correspondencia entre la velocidad de codificación y la velocidad de los datos es relativamente pequeña (2 Mbits/s o 2 MHz), proporcionando una ganancia de procesamiento relativamente pequeña. Esta ganancia de procesamiento baja significa que cuando varios abonados están

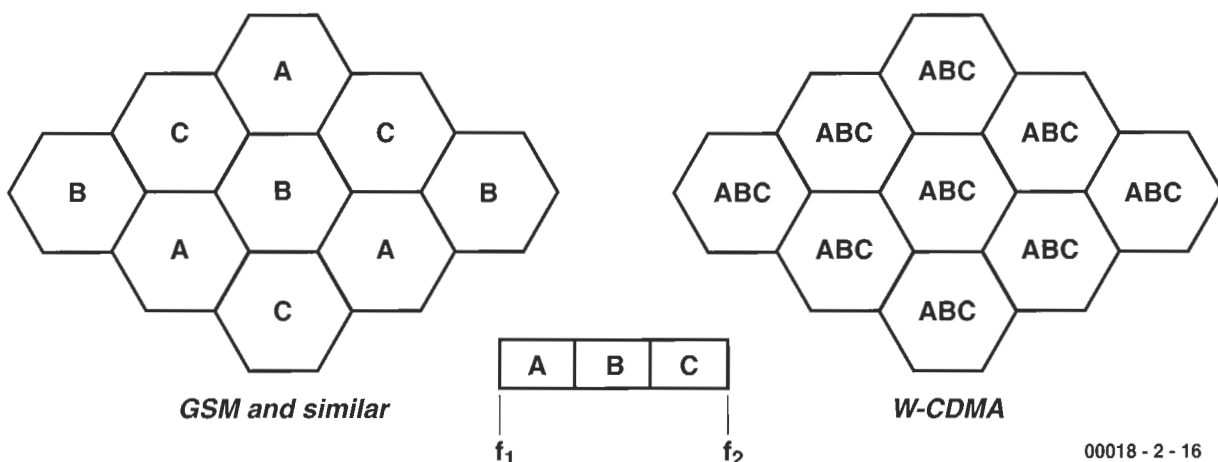


Figura 5. Células de radio y frecuencias de uso.



enviando datos sobre la misma frecuencia, es de vital importancia que cada señal recibida deba alcanzar el receptor con una intensidad de señal aproximadamente igual, de modo que el proceso de integración en el interior del receptor funcione correctamente (ver el apartado "El problema cerca/lejos del sistema W-CDMA"). Tanto en las estaciones base como en los equipos móviles portátiles se deben de emplear receptores de una buena calidad. Así, las etapas del transmisor deben tener una buena linealidad, ya que si no fuese así los productos de intermodulación tendrían unos efectos adversos en la calidad de la señal.

## Un sistema de comunicación W-CDMA

En la Figura 4 se muestra un diagrama de bloques simplificado de un sistema de comunicaciones W-CDMA. Este ejemplo utiliza una trama de datos de 1.024 Mbits/s, pasando a través del codificador y del módulo de entrelazado (interleaver). Este módulo proporciona una protección de error desplazando las posiciones de los bits, de manera que los efectos de interferencia de las ráfagas de datos están distribuidos a lo largo de la trama de datos y pueden corregirse una vez que la señal ha sido "desentrelazada" en el receptor. La trama de datos resultante es multiplicada por la secuencia de cifrado (en nuestro ejemplo 12.288 MB/s). Este procesamiento es equivalente a realizar una función XOR entre los datos y el código extendido. Un filtro paso/banda limita el ancho de banda de la señal al ancho de banda de la velocidad de cifrado. El ancho de banda original de 1.024 MHz se amplía hasta los 12.288 MHz, con lo que la ganancia de procesamiento es de 12.

A partir de aquí, la señal se pasa a través del amplificador de potencia (PA), hacia la antena. Como la señal viaja a través del aire hacia la antena receptora, está sujeta a problemas de interferencias y ruidos. En dicho viaje, la señal también se mezcla con transmisiones provenientes de otros móviles que utilizan la misma frecuencia. La señal resultante de todos estos procesos es capturada por la antena del receptor, amplificada por el amplificador de entrada (LNA) y filtrada a través de un filtro con un ancho de banda igual al de la velocidad de cifrado. A continuación, la señal se pasa a través del circuito correlador que mezcla la señal con la frecuencia de cifrado generada de forma local y que debe estar sincronizada con la secuencia de cifrado del transmisor. A la salida del circuito correlador la trama de datos transmitida se reconstruye. En este punto, después del proceso de

"desentrelazado" y de decodificación, la señal DATA OUT se corresponderá con la señal original DATA IN de la entrada.

La Figura 5 muestra la comparación entre la estructura de células de radio actuales y las células de radio que serán utilizadas en los sistemas W-CDMA. La capacidad del enlace superior y del inferior puede ser ajustada de acuerdo con las necesidades.

## El problema cerca/lejos del sistema W-CDMA

El principio de que muchos abonados de la misma célula pueden utilizar la misma frecuencia nos lleva a la necesidad de que cada señal que llega a la estación base tenga aproximadamente la misma intensidad de señal, de manera que el proceso de "descorrelación" pueda funcionar correctamente. Este principio se debe de aplicar tanto a los móviles que estén separados de la estación base 5 Km como a los que estén justo al lado de dicha estación base. Éste es el problema denominado cerca/lejos y, volviendo a nuestra analogía, es equivalente al caso de que alguna persona del ascensor grite, en lugar de hablar, con lo que es seguro que perturbará a todos los que van en el ascensor y que intentan seguir su propia conversación.

Las señales no deseadas no pueden suprimirse con un filtro, ya que en esta comunicación se está utilizando la misma frecuencia que la señal deseada. El método utilizado en el sistema W-CDMA es que la estación base controle de forma dinámica la potencia de salida de cada móvil, de manera que la intensidad de la señal recibida en la estación base, proveniente de cada móvil, sea igual. La potencia de salida de un teléfono móvil UMTS tendrá que ser ajustable en un rango de 70 dB, lo que equivale, por ejemplo a 1:10 millones. El amplificador de potencia también tiene que ser capaz de soportar una velocidad de conmutación de 1.500 pasos de ganancia por segundo. Por el contrario, los actuales teléfonos móviles GSM sólo necesitan alterar su potencia de salida unos pocos pasos por segundo.

## El futuro parece brillante

Muchas compañías están actualmente cooperando para desarrollar estaciones base UMTS y prototipos de teléfonos móviles UMTS. Las compañías que juegan un papel clave en la producción de equipos de red y estaciones base son Ericsson (de Suecia) y Nokia (de Finlandia). Ambas compañías han colaborado estrechamente, con ayudas e instituciones para la investigación, con el objetivo de producir el primer prototipo de un sistema UMTS. Nokia también ha ganado bastantes contratos en China y Ericsson está colaborando con Vodafone para proporcionar la implementación piloto de un sistema UMTS en el Reino Unido.

Alcatel y Fujitsu han trabajado conjuntamente en el desarrollo de tecnología GPRS, EDGE y UMTS, y están en el proceso de promocionar dicha tecnología con una gira en autobús por toda Europa, demostrando los principios y posibilidades de la nueva tecnología UMTS. Muchas compañías están produciendo conjuntos de circuitos integrados (chip set) dedicados expresamente a la tecnología UMTS. La empresa austriaca Infineon Technology tiene como objetivo construir un centro de desarrollo UMTS. Este objetivo trabaja bajo el nombre de Danube Integrated Circuit Engineering (DICE, es decir Ingeniería de Circuitos Integrados del Danubio), y en abril de 2000 ya ha proporcionado su primer circuito integrado UMTS para el mercado japonés. La empresa Toshiba Corporation también ha desarrollado un pequeño laboratorio para la investigación en las telecomunicaciones en Bristol, con el objetivo de desarrollar circuitos integrados específicos UMTS.

El proceso de implementación de esta tecnología UMTS a lo largo del tiempo prevé que para el 2001 podamos esperar las primeras pruebas de campo de una red UMTS y, para finales del 2002 el sistema debe estar parcialmente implementado, proporcionando una cobertura total para el año 2005.

En el año 2010 la tecnología GSM probablemente aún continuará con bastantes usuarios, especialmente aquellos que utilicen equipos GPRS y EDGE mejorados.

(000183-2)

# Reproductores MP3 independientes

## Un nuevo aliento de vida para nuestro viejo PC

Por H. Baggen

Los reproductores MP3 podemos encontrarlos actualmente en multitud de establecimientos en una gran variedad de colores y con diferentes precios; desde el pequeño reproductor MP3, similar al ya tradicional "Walkman", que utiliza memorias de estado sólido, hasta los reproductores MP3 totalmente equipados para usarlos en el salón de casa.

Llenar un CD-R con ficheros MP3 es una excelente manera de asegurar muchas horas de escucha placentera de música. Pero el divertimento real es, por supuesto, encontrar la manera de reproducir los CDs grabados en casa en un reproductor MP3 casero de CDs.

Los ficheros de música MP3 están comprimidos de una manera que pueden ser fácilmente transferidos de un lugar a otro a través de un medio relativamente lento como puede ser Internet. Por lo tanto, no es sorprendente la popularidad que ha ganado la música almacenada en formato MP3 a través de Internet. Gracias a la excelente calidad de sonido ofrecida por los ficheros MP3, este formato particular de fichero también ha llegado a ser popular en otros equipos además de los PCs. La llegada del reproductor independiente portátil MP3 proporciona a este formato de ficheros un gran horizonte de expansión. Sin embargo, como las tarjetas de memorias utilizadas en estos reproductores son relativamente caras y limitadas con respecto a su capacidad de almacenamiento, ha emergido un nuevo fenómeno: el CD MP3. Un CD grabable estándar, cuyo precio no supera las 200 ptas y que tiene suficiente capacidad como para almacenar más de 10 horas de ficheros en formato MP3. Aunque, aparte de los propios reproductores (tanto portables como fijos en un equipo de música) ya se disponga de estos CDs, por supuesto, es más divertido construir nuestro propio reproductor. Sorprendentemente, esto podemos conseguirlo con algunos elementos de un ordenador viejo.

Por lo tanto, ¿qué necesitamos para

construir nuestro propio reproductor de CDs MP3? La respuesta es: una vieja placa base con, al menos, un Pentium 100 o 133, una fuente de alimentación para PC, un reproductor de CD-ROM, una tarjeta de sonido y (de forma opcional), un viejo disco duro. En Internet podemos navegar a través de diferentes páginas que describen el montaje de un reproductor MP3 independiente, con no muchos más componentes de los que hemos mencionado anteriormente.

El primer ejemplo que vamos a mencionar en este artículo es el modelo mpMan de Mirko Roller. Mirko construye un reproductor de CDs MP3 basado en una antigua placa base de un Pentium 100. En dicho montaje utiliza un LCD de dos líneas como visualizador. En el momento de escribir este artículo el autor de esta página estaba ocupado desarrollando un CD MP3 de "arranque", el cual permite que un CD MP3 pueda grabarse de manera que sea capaz de arrancar el sistema al encenderlo. De este modo, el uso de un disquete de arranque o de un disco duro, es algo superfluo. El código fuente para este proyecto está disponible en la página web de Mirko.

El objetivo del proyecto "Spanish" MP3Case Car Stereo Player (es decir, Reproductor MP3 con caja, Estéreo para Coche) es conseguir disponer de música MP3 en el interior de nuestro coche. El proyecto se inició en 1998 y utiliza un Pentium 133 modificado. El sistema está construido en una caja independiente en el que se utiliza el programa WinAmp como aplicación MP3. Incluso se proporciona un control remoto para el equipo. Además, para



este proyecto se dispone de una gran cantidad de notas de montaje y listas de materiales, en el que la mayoría están en castellano.

Aunque el proyecto del Reproductor MP3 para CD de Andie también está basado en elementos viejos de componentes de un PC, el autor intenta recoger todos estos elementos en una caja de tamaño de un reproductor de CDs estándar, con una altura de tan sólo 7 cm. En este proyecto, la caja contiene un lector de CD-ROM, además de un disco duro de 20 GB que puede almacenar fácilmente hasta 340 horas completas de música. Un detalle interesante de este diseño es que incorpora un pequeño servidor de páginas web, lo que permite al usuario compilar y editar listas de reproducciones utilizando un visualizador (o explorador) de páginas web.

(015035-1)

**MpMan – Build Your Own MP3 Player:**

<http://www.dvz.fh-koeln.de/~bn520/mp3.html>

**MP3Case Car Stereo Player:**

[http://members.nbci.com/\\_XMCM/mp3case/english.htm](http://members.nbci.com/_XMCM/mp3case/english.htm)

**Andie's MP3-CD-Player Project:**

<http://homepages.compuserve.de/asdevel/mp3-cd-player.htm>



# Diseño de periféricos serie para PC (V)

## Medidas analógicas

Por B. Kainka

En las entregas anteriores de esta serie de artículos hemos utilizado el PC sólo con señales digitales para: conmutación, monitorización y conteo. En esta ocasión nos centraremos en el dominio de las señales analógicas: nuestros programas no solamente entenderán “sí” y “no”, sino que también comprenderán “mayor” y “menor”.

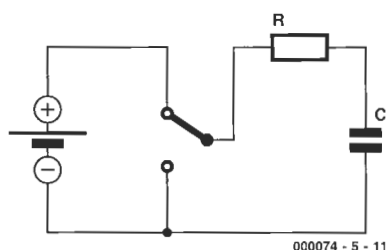


Figura 1. Carga y descarga de un condensador.

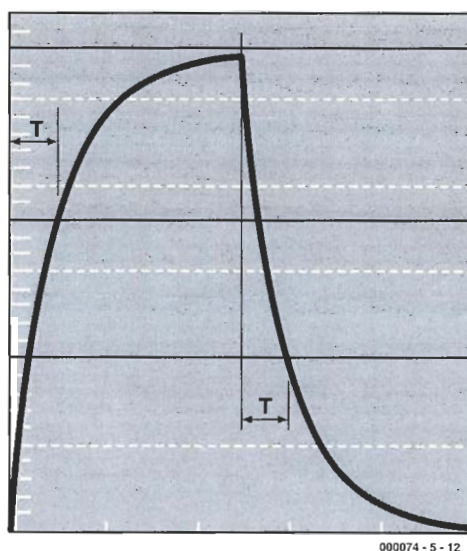


Figura 2. Curvas de carga/descarga y definición de la constante de tiempo T.

Si se aplica una tensión a la entrada de un puerto serie, dicha tensión será leída como un nivel lógico bajo (0) o como un nivel lógico alto (1). El ordenador no puede determinar el valor de la tensión presente en la entrada del puerto. Del mismo modo, si se conecta una resistencia entre una salida que ha sido configurada a nivel alto y una entrada, tan sólo hay dos posibles resultados: o bien la resistencia es lo suficientemente pequeña, de manera que un nivel lógico alto claro se pueda leer en la entrada, o si no, esto no será posible. Si se requiere más precisión se necesita realizar una nueva aproximación.

### Cargando y descargando

Si los ordenadores son buenos en algo es en contar. Podemos emplear esta utilidad para medir el tiempo: un sencillo programa cuenta los segundos (o milisegundos) que transcurren hasta que un cierto evento ocurre, como por ejemplo,

cuando una entrada lógica cambia de estado. Si podemos convertir una cantidad analógica, como la de una resistencia, en un período de tiempo, resultará fácil medirla con un ordenador. En este ejemplo vamos a utilizar una red RC. La Figura 1 nos muestra un condensador C que está siendo cargado y descargado a través de una resistencia R. Toda red RC lleva asociada una constante de tiempo T, de manera que:

$$T = RC$$

En esta fórmula, T es el tiempo que transcurre para que la tensión en los extremos del condensador alcance el 63,2 % ( $= 1 - 1/e$ ) de su valor final. Esto se puede obtener a partir de las características de carga exponencial que se muestran en la Figura 2. No vamos a entrar en detalles de la física con este problema. Nos basta con saber que el tiempo que se utiliza para cargar un condensador a una tensión determinada, es directamente proporcional a la capacidad y

**Listado 1. Medida de la constante de tiempo en milisegundos**

```

Private Sub Form_Load()
    i = OPENCOM("COM2,1200,N,8,1")
    If i = 0 Then
        i = OPENCOM("COM1,1200,N,8,1")
        Option1.Value = True
    End If
    If i = 0 Then MsgBox ("COM Interface Error")
    TXD 0
    RTS 0
    DTR 0
    Counter1 = 0
    Timer1.Interval = 2000
End Sub

Private Sub Form_Unload(Cancel As Integer)
    CLOSECOM
End Sub

Private Sub Timer1_Timer()
    DTR 1
    TIMEINIT
    While (DSR() = 0) And (TIMERREAD() < 1501)
        DoEvents
    Wend
    Label1.Caption = Str$(TIMERREAD()) + " ms"
    DTR 0
End Sub

```

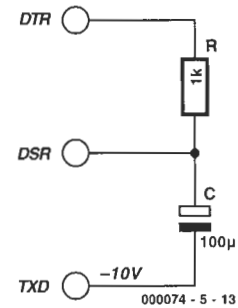


Figura 3. Carga automática desde el PC.

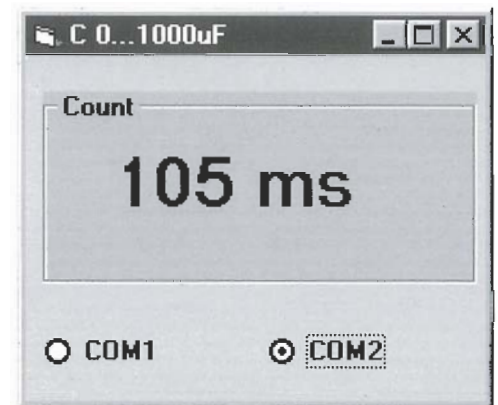


Figura 4. Medida con un condensador de 100 µF y una resistencia de 1 KΩ.

al valor de la resistencia. Para un condensador de 100 µF y una resistencia de 1 KΩ, tenemos:

$$T = 1.000 \Omega \times 0,0001 \text{ F} = 0,1 \text{ s} = 100 \text{ ms}$$

Si doblamos el valor de la resistencia, multiplicamos por dos el tiempo de carga. Lo mismo sucede si doblamos el valor de la capacidad. De este modo, podemos medir el tiempo de carga y deducir el valor de la resistencia o del condensador, siempre y cuando el valor del otro componente sea conocido. Todo lo que necesitamos es un programa que sustituya el conmutador de la Figura 1. La Figura 3 muestra un sencillo circuito en el que el condensador no está conectado a masa, sino a la salida TXD. Existe una buena razón para ello: si utilizamos un condensador electrolítico, dicho condensador nunca podrá ser cargado con la polaridad incorrecta; y esto está garantizado siempre y cuando TXD se mantenga a -10 V.

El circuito carga y descarga el condensador a través de la señal DTR, y utiliza la señal DSR como una entrada para determinar cuándo se ha alcanzado la tensión seleccionada. El umbral de tensión estará alrededor de 1,5 V. Comparando esto con el rango de la tensión total, que va desde los -10 V hasta los +10 V, vemos que el umbral es aproximado a  $11,5 \text{ V} / 20 \text{ V} = 0,575 = 57,5 \%$  de la tensión final. Este valor no está demasiado lejos de nuestro valor del 63,2 % asignado anteriormente a la constante de tiempo. En cualquier caso, el factor de error introducido es constante y puede ser compensado más adelante. Existen otras fuentes de error, las cuales trataremos a continuación.

## Contando el tiempo

La medida del tiempo se realiza en un bucle de "espera" (while), tal y

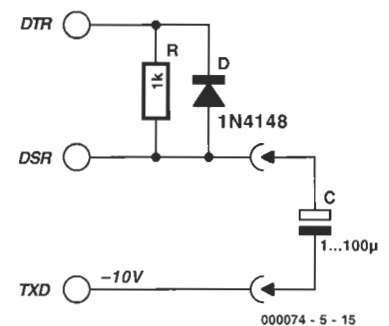


Figura 5. Circuito de medida de la capacidad mejorado.

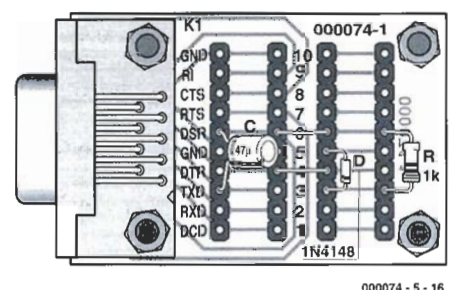


Figura 6. Detalles del montaje.





Figura 7. Pantalla de la capacidad en nF.

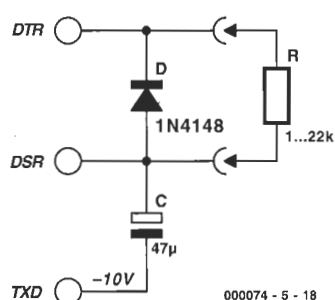


Figura 8. Circuito de I (intensidad) con un potenciómetro de 10 KΩ.



Figura 9. Medida del tiempo de carga con una resolución de microsegundos.

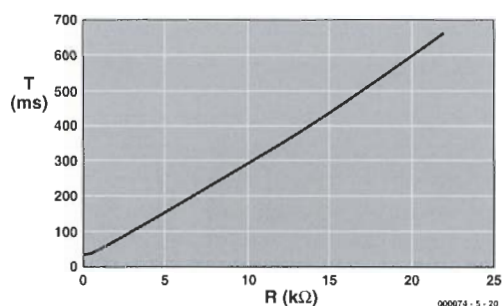


Figura 10. Curva del tiempo de carga en función de la resistencia de carga.

## Listado 2. Modificaciones para el programa Cmeas2.frm

```
Private Sub Timer1_Timer()
    F = 1.19
    DTR 1
    REALTIME (True)
    TIMEINITUS
    While (DSR() = 0) And (TIMEREADUS() < 1500000)
    Wend
    T = TIMEREADUS() * F
    REALTIME (False)
    T = Int(T)
    Label1.Caption = Str$(T) + " nF"
    DTR 0
End Sub
```

## Listado 3. Medida de la constante de tiempo en microsegundos

```
Private Sub Timer1_Timer()
    DTR 1
    REALTIME (True)
    TIMEINITUS
    While (DSR() = 0) And (TIMEREADUS() < 1500000)
    Wend
    t = TIMEREADUS()
    REALTIME (False)
    Label1.Caption = Str$(t) + " us"
    DTR 0
End Sub
```

## Listado 4. Determinación de la resistencia de carga

```
Private Sub Timer1_Timer()
    DTR 1
    REALTIME (True)
    TIMEINITUS
    While (DSR() = 0) And (TIMEREADUS() < 1500000)
    Wend
    T = TIMEREADUS()
    T = T * 1.0000000001
    R = 2200 + 7800 * (T - 76300) / (294600 - 76300)
    REALTIME (False)
    R = Int(R)
    Label1.Caption = Str$(R) + " Ohm"
    DTR 0
End Sub
```

como se muestra en el Listado 1. El bucle se está ejecutando hasta que la señal DSR llega a activarse o el contador alcanza el valor de 1,5 segundos. El bucle de medida incluye el comando "DoEvents". Dicho comando permite que Windows pueda procesar otros eventos que estén sucediendo en el sistema. Durante el proceso de medida, el usuario puede estar incluso utilizando el ratón y otras aplicaciones, pudiendo detenerse el programa por sí mismo. Esto es tranquilizador para el usuario, especialmente cuando algunos errores en el interior del programa pueden producir un funcionamiento incorrecto del mismo. En general, cuando se realiza la programación de un bucle siempre es necesario considerar cómo se puede forzar a finalizar dicho bucle. Por otro lado, si el programa cae en un bucle infinito el ordenador tendrá que ser reinicializado, desconectando y encendiendo de nuevo el ordenador, o utilizando el ya familiar método de pulsar "Ctrl. - Alt - Del". Añadiendo una llamada a la subrutina "DoEvents" hacemos el lazo seguro, pero este paso lo realizamos a costa de la precisión, ya que añadimos una cierta incertidumbre de unos 2 ó 3 milisegundos en el tiempo medido.

## Microfaradios, no milisegundos

Si sustituimos la unidad de milisegundos ("ms") en la ventana de la Figura 4 por " $\mu\text{F}$ ", el valor mostrado no estará demasiado lejos de la verdad. Como hemos dicho anteriormente, un condensador de  $100\ \mu\text{F}$  y una resistencia de  $1\ \text{K}\Omega$ , dan una constante de tiempo de 100 ms. De forma similar, con un condensador de  $10\ \mu\text{F}$ , tendremos una constante de tiempo de 10 ms. Esto se puede verificar utilizando varios condensadores que tengamos de sobra. A menudo podemos encontrar una gran discrepancia entre el valor medido y el valor impreso en el

cuerpo del componente: esto es debido a la gran tolerancia (que puede llegar hasta el 50 %) que tienen los condensadores electrolíticos. A menudo, la capacidad de un condensador electrolítico cambia si se almacena durante demasiado tiempo.

Las medidas son menos precisas para condensadores electrolíticos de grandes valores, como por ejemplo un valor de  $1.000\ \mu\text{F}$ . El valor obtenido será demasiado pequeño. La razón para este resultado está ligada al propio programa: el condensador cargado debe ser también descargado, lo que requiere un cierto tiempo. Nuestro programa utiliza un temporizador con un período de dos segundos, de los que se

mentados, de manera que el programa espere el tiempo suficiente para que la medida se pueda completar.

¿Qué sucede con los condensadores más pequeños de  $1\ \mu\text{F}$ ? En principio, la resistencia de carga se puede incrementar. Sin embargo, con esta solución se genera un nuevo problema: la impedancia de la entrada DSP (en torno a los  $3\ \text{K}\Omega$ ) introduce errores de medida que llegan a ser cada vez más importantes a medida que la resistencia de carga se incrementa. Este problema se puede solventar, por ejemplo, utilizando un amplificador operacional con una alta impedancia de entrada. Pero este tema se sale del objetivo de esta serie de artículos.

## Mejoras en el programa



Figura 11. Medida utilizando una resistencia de  $15\ \text{K}\Omega$ .

Es mucho más interesante intentar sobrepasar las limitaciones del programa. En particular es posible utilizar un temporizador con una resolución de un microsegundo. Esto incrementa la resolución de la capacidad medida en 1.000 veces, permitiendo realizar medidas de nanofaradios (ver Figura 7). La librería PORT.DLL proporciona las funciones TIMEINITUS y TIMEREADUS usadas para este propósito, donde "US" equivale a microsegundos ( $\mu\text{s}$ ). Estas funciones son utilizadas en el Listado 2.

Cuando necesitemos realizar medidas en microsegundos, debemos tener en cuenta el efecto de Windows en la precisión del temporizador. En principio, otros procesos que se ejecutan en paralelo pueden interrumpir el programa de medida y producir imprecisiones importantes. Esto se puede evitar aumentando la prioridad de la tarea de medida, para lo cual se ha proporcionado una función especial en la librería PORT.DLL. Utilizando la función REALTIME (True) podemos obtener unas prestaciones mayores. Es esencial configurar la función REALTIME (False) una vez que hayamos realizado la medida. La precisión exacta obtenida depende del ordenador: con un Pentium MMX a 200 MHz, podemos realizar medidas con variaciones de unos  $50\ \mu\text{s}$  en el valor medido; con un ordenador más rápido este tiempo puede reducirse. Si realizamos el mismo experimento bajo el entorno Delphi, la precisión del temporizador es alrededor de unas veinte veces mejor. El método se describe en el libro de Elektor "PC Interfaces under Windows" (es decir, Interfaces del PC bajo Windows), que será publicado en

emplea un segundo para cargar el condensador hasta conseguir la tensión umbral de entrada. Sin embargo, el segundo restante no es suficiente para descargar el condensador completamente. Por lo tanto, el siguiente período de carga durará menos tiempo. Existe una sencilla solución: se puede utilizar un diodo para acelerar el ciclo de descarga. La Figura 5 muestra el esquema eléctrico del circuito, mientras que la Figura 6 nos indica cómo debe ser montado. Con esta modificación el circuito puede llegar a medir condensadores de hasta  $1.500\ \mu\text{F}$ . Sería posible medir valores mayores si modificásemos el tiempo permitido para carga y descarga, realizando los cambios oportunos en el programa. Por lo tanto, el valor del tiempo final en la rutina de medida y el período del temporizador total deben ser incre-



breve. Sin embargo, es impresionante que un intérprete de lenguaje como Visual Basic pueda conseguir una precisión de temporización similar.

Además de estos cambios en el programa, también podemos mejorar la precisión base de las medidas. Ya hemos visto dos fuentes de error en la sencilla ecuación  $t/ms = C/\mu F$ , que viene determinada por el umbral de tensión, que puede llegar a ser demasiado bajo, y la impedancia de entrada de la señal DSR. Existe una tercera fuente de error: la señal de salida DTR no conmuta exactamente entre  $-10\text{ V}$  y  $+10\text{ V}$ , sino que tiene una resistencia interna que está alrededor de los  $430\ \Omega$ . Por ello, la resistencia de carga total tendrá un valor aproximado de  $1.430\ \Omega$ . Además, esta resistencia interna no se comporta de forma lineal con la corriente entregada por la salida. La salida TXD también tiene una resistencia interna que hace que la tensión sobre el condensador sea algo mayor que la esperada. Estos efectos son demasiado complicados para ser analizados matemáticamente, por ello, tomaremos el camino preferido por los ingenieros con experiencia en lugar de realizar un cálculo complicado: verificar, medir y calibrar. Todos los errores pueden ser condensados en un único factor de corrección "F" que puede ser determinado con un procedimiento de medida y calibración. Para ello se requiere un condensador cuyo valor de capacidad sea conocido de forma precisa (o que pueda ser medido de forma precisa). A partir de aquí, el factor de corrección puede ser ajustado hasta conseguir leer el valor correcto de la capacidad. En el ordenador utilizado por el autor de este artículo, el valor de F que se encontró fue 1,19. Por supuesto, este valor puede ser utilizado en cualquier PC, pero siempre habrá variaciones individuales personalizadas a cada máquina, que sólo podrán ser compensadas para un determinado valor correcto de F en cada caso.

## Medida de resistencia

Podemos medir resistencias utilizando el mismo método, que es similar al modo en que las tarjetas de juegos de los ordenadores leen los potenciómetros. En la Figura 8 se muestra el circuito de medida de resistencias, en la que podemos ver que es prácticamente el mismo circuito que realiza las medidas para capacidades. Sin embargo, en este circuito se utiliza un condensador fijo, mientras que se trabaja con varios valores de resistencias.

Para verificar el circuito empleamos el programa (ver Listado 3) que mide el tiempo de carga con la precisión más elevada. En este programa usamos de nuevo la técnica descrita anteriormente para medir pequeñas capacidades: REALTIME (True) nos da una buena precisión de tiempos. En la Figura 9 podemos ver cómo aparecen los resultados en la pantalla del ordenador.

El circuito puede ser verificado utilizando una resistencia de película metálica con una tolerancia del 1 %. Las medidas realizadas con un óhmetro de precisión, indican que, en general, la tolerancia de estas resistencias es bastante mejor. Un pequeño grupo de pruebas, usando un condensador  $C = 47\ \mu F$ , nos proporcionan los siguientes resultados:

R/k $\Omega$	T/ms
0	33,7
0,1	34
0,22	34,5
0,56	37,9
1	45,5
2,2	76,3
4,7	147,5
6,8	204,9
8,2	245,9
10	294,6
15	433,7
22	661,2

Observando tan sólo los números obtenidos, se puede ver una fuerte dependencia lineal entre ellos. Se puede conseguir obtener una determinación exacta de dicha linealidad utilizando una hoja de cálculo de Excel para generar una gráfica, que produce la curva que se muestra en la Figura 10. En dicha curva podemos ver que la linealidad es bastante buena entre  $2,2\text{ K}\Omega$  y  $10\text{ K}\Omega$ .

Las razones de la desviación de la curva lineal de la ideal son las mismas que las que encontramos en las medidas de la capacidad. Con resistencias de carga muy pequeñas obtenemos un error debido a la no linealidad de la resistencia interna de la salida DTR. Con valores de resistencias elevados (en torno a los  $22\text{ K}\Omega$ ), la baja impedancia de la entrada DSR produce también el

error correspondiente.

El dato obtenido se puede convertir en una fácil ecuación que nos permitirá calcular una resistencia con una precisión elevada. El Listado 4 muestra la rutina de medida de la resistencia. El cálculo en cuestión sería:

$$R = 200 + 7800 * (T - 76300) / (294600 - 76300)$$

Utilizando esta fórmula podemos obtener una precisión en la medida de, aproximadamente, el 1 %, en el rango comprendido entre  $1,5\text{ K}\Omega$  y  $15\text{ K}\Omega$ . Sin embargo, debemos tener en mente que esta función, específica para cada PC en particular, no proporciona la misma precisión en todos los ordenadores. Por lo tanto, se deben realizar diferentes medidas y varios cálculos para obtener el factor de corrección en cada PC. Es suficiente con medir los tiempos de carga en dos resistencias de, por ejemplo,  $2,2$  y  $10\text{ K}\Omega$ , y sustituir los valores obtenidos en la fórmula. Si esto no fuese posible, bastaría con considerar cuál es la mayor fuente de error ligada a la medida: en este caso nuestra atención se centraría inmediatamente sobre el condensador electrolítico. Estos condensadores a menudo tienen una capacidad muy diferente del valor impreso sobre su cuerpo, el cual tiene un efecto significativo en el tiempo de carga para una resistencia determinada. Así, se puede insertar un factor de corrección adecuado en nuestras medidas según la instrucción:

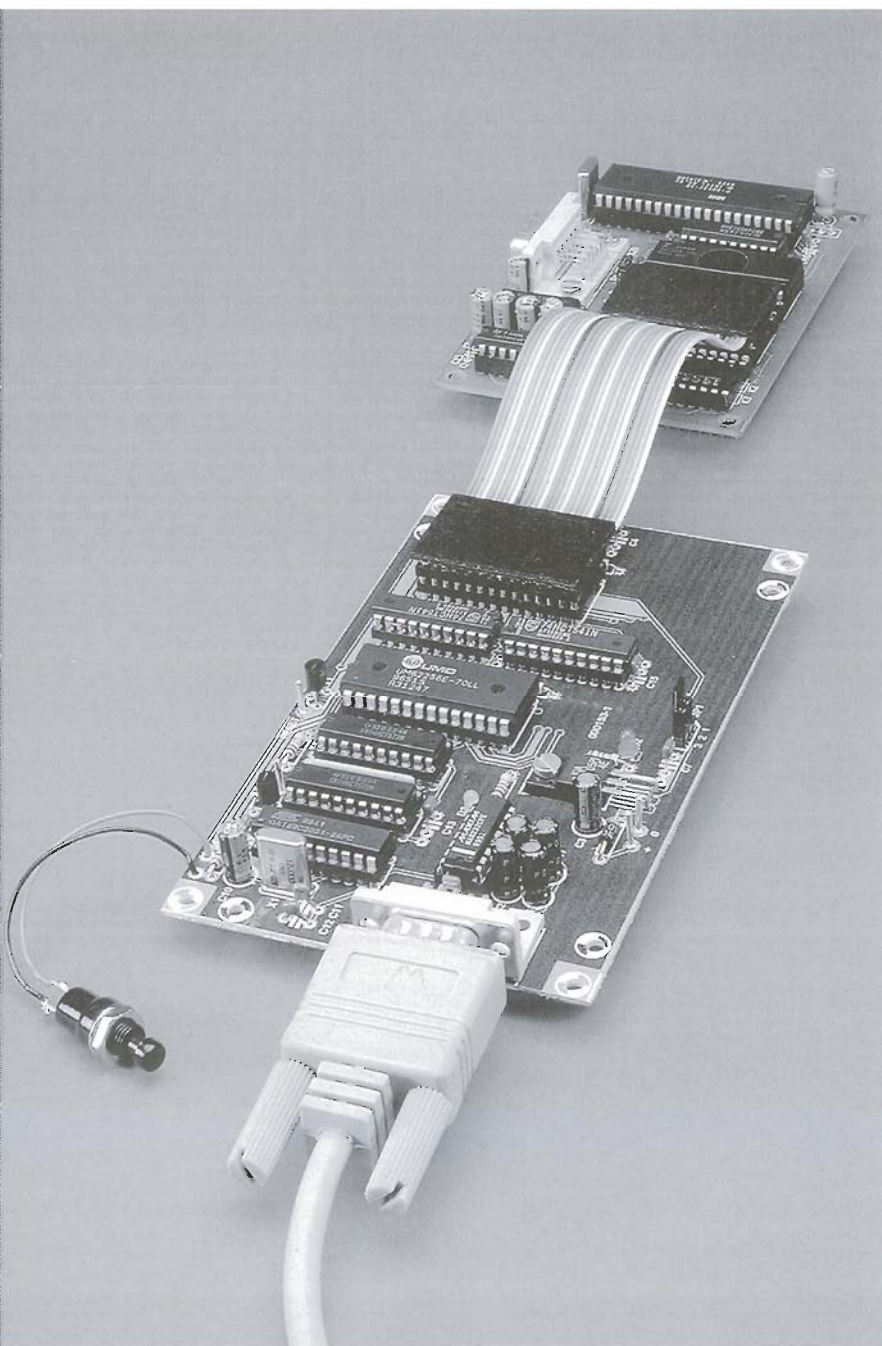
$$T = T * 1,0000000001$$

De este modo, este error será compensado y se podrán obtener unos resultados razonables dentro de un cierto rango de medidas (ver Figura 11). Se necesitará un factor de corrección mayor o menor que 1 ( $T < 1$  o  $T > 1$ ) según obtengamos un valor mayor o menor que el valor nominal del componente.

# Emulador para la memoria EPROM 27C256

con control RS232

Diseñado por B. Legrand y D. Mautaulon



Consultando nuestros archivos hemos descubierto que ya hace casi diez años desde la última publicación de un emulador EPROM en nuestra revista. La versión que proponemos en este artículo debe cumplir con la mayoría de las exigencias actuales de los aficionados que desean iniciarse en los sistemas basados en microcontroladores con una memoria EPROM. Hemos elegido la memoria 27C256, porque es barata y es la memoria EPROM más ampliamente utilizada en las aplicaciones para aficionados a la electrónica.



## Prestaciones técnicas

- Emula la gran mayoría de las memorias EPROM del tipo 27C256.
- Controlado por RS 232.
- Utiliza la aplicación Hyper Terminal para transferencia de datos entre el PC y el simulador de memorias EPROM.
- Reconoce el formato estándar en la industria Hex de Intel.
- Se le puede acoplar un módulo adaptador 27C64 y 27C128, modificando el circuito entre los terminales 26 y 27. También acepta soporte para la memoria 27C512 con algunas modificaciones del circuito o del programa.

Un emulador de memorias EPROM es una herramienta de desarrollo diseñada para facilitar los trabajos de depuración de código y de escritura de código en los circuitos que incorporan una memoria EPROM (Electrically Erasable Read Only Memory, es decir, Memoria de Sólo Lectura Borrable Eléctricamente). Una memoria "EPROM", como la mayoría nuestros lectores sabrán, no puede ser reprogramada antes de que su contenido previo haya sido borrado a través de la exposición a cierta cantidad de luz ultravioleta (UV). Por ello, incluso para la más pequeña modificación de código de nuestra memoria EPROM, necesitamos realizar un ciclo completo de borrado y reprogramado de la misma, lo que supone una tarea tediosa y costosa desde el punto de vista del tiempo perdido y del precio que cuesta un equipo de luz ultravioleta para borrar las memorias.

Un emulador de memorias EPROM elimina este problema permitiéndonos depurar, reescribir y volcar el código tantas veces como deseemos, hasta que el sistema funcione en el modo deseado; todo ello sin tener que borrar una sola memoria EPROM. Una vez que hayamos verificado completamente el programa fuente, tendremos que programar la EPROM tan sólo una vez, con lo que podemos asegurar que el circuito funcionará como se había planeado.

Por lo tanto, en la era de las memorias Flash reprogramables y de los dispositivos ISP (In-System Programmable, es decir, Programable en el propio

Sistema), es justo reflejar las ventajas de un emulador de memorias EPROM. Por otro lado, no podemos dejar de reconocer las tendencias de las aplicaciones y del mercado, hacia memorias con capacidades cada vez más grandes.

A pesar de estas tendencias, existen aún un gran número de circuitos basados en microcontroladores que ejecutan el código de un programa a partir de una memoria EPROM externa. Estos controladores incluyen dispositivos de las series 8051 o los ya conocidos 68HC11 y 80C5xx. Es precisamente en esta área en donde el presente emulador será valorado en su justa medida.

## Principio de funcionamiento

El diagrama de bloques que se muestra en la Figura 1 es bastante clásico y típico para este tipo de aplicaciones.

El principio subyacente de un emulador de memorias EPROM es que sustituye las memorias "muertas", como una ROM o una EPROM, por una memoria "viva" (RAM) con doble acceso (dos puertos). La memoria RAM está flanqueada por dos latch y soportada por un microcontrolador.

Como en cualquier emulador de memorias EPROM que se precie de ser bueno, el corazón del circuito debe ser un circuito integrado de memoria RAM (en nuestro caso, IC5) que sustituye esencialmente la memoria (E)PROM del sistema. La memoria

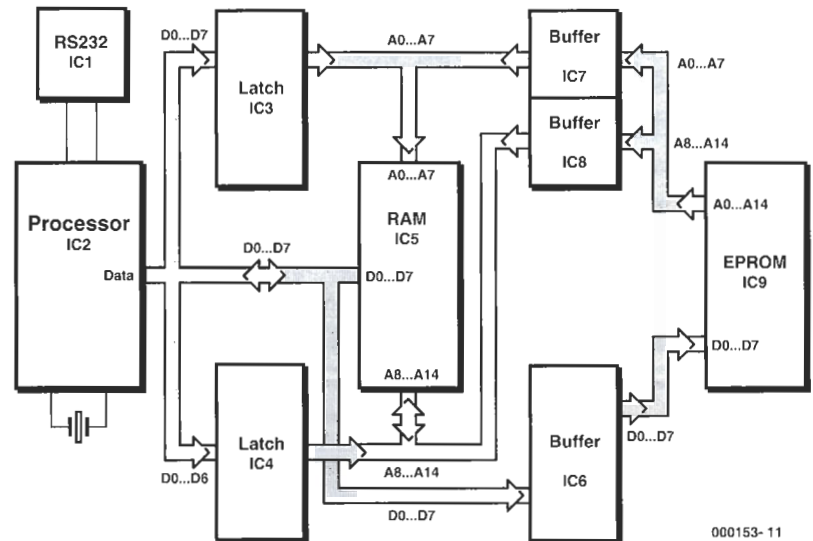


Figura 1. Diagrama de bloques del emulador de memorias EPROM 27C256, con un microcontrolador de la casa Atmel claramente identificable como eje de todos los circuitos.

RAM está rodeada de latches (IC3 e IC4) y por buffers (IC6, IC7 e IC8). La función exacta de estos componentes se tratará más adelante de forma más amplia.

La prestación más sobresaliente del presente emulador de memorias EPROM (comparado con los diseños tradicionales), es la presencia de un microcontrolador (IC2). Este componente supervisa el control de los latches y de la RAM, al mismo tiempo que controla la correcta recepción (desde el PC) y procesamiento del código objeto que se transfiere hacia la tarjeta del sistema. En nuestro circuito se ha utilizado el microcontrolador AT 89C2051 de la casa Atmel. La principal razón para elegir este componente es que ofrece, en el propio circuito integrado, un puerto serie de E/S y una memoria EPROM para almacenar la aplicación que gobierna la recepción del código y el control del emulador.

## Circuito práctico

Por lo general, el esquema eléctrico del circuito que se muestra en la Figura 2 sigue la estructura general del diagrama de bloques de la Figura 1. De hecho, todos los grandes bloques tratados anteriormente son bastante fáciles de encontrar en el esquema eléctrico.

El circuito integrado IC1, un MAX 232, gobierna la función clásica de convertir los niveles de señal de  $\pm 10$  V de las líneas RS 232 en niveles lógicos ( $+5$  V /  $0$  V), en ambas direcciones. El MAX 232 permite que el microcontrolador del circuito pueda comunicarse con el PC a través del puerto RS 232. Aunque muchos PCs actuales son capaces de trabajar con señales serie de 5 V; simplemente omitiendo el circuito integrado MAX 232, no se requeriría que las señales Rx/D y Tx/D tengan que invertirse.

El circuito integrado IC2 es el microcontrolador AT 89C2051. Dicho circuito controla los

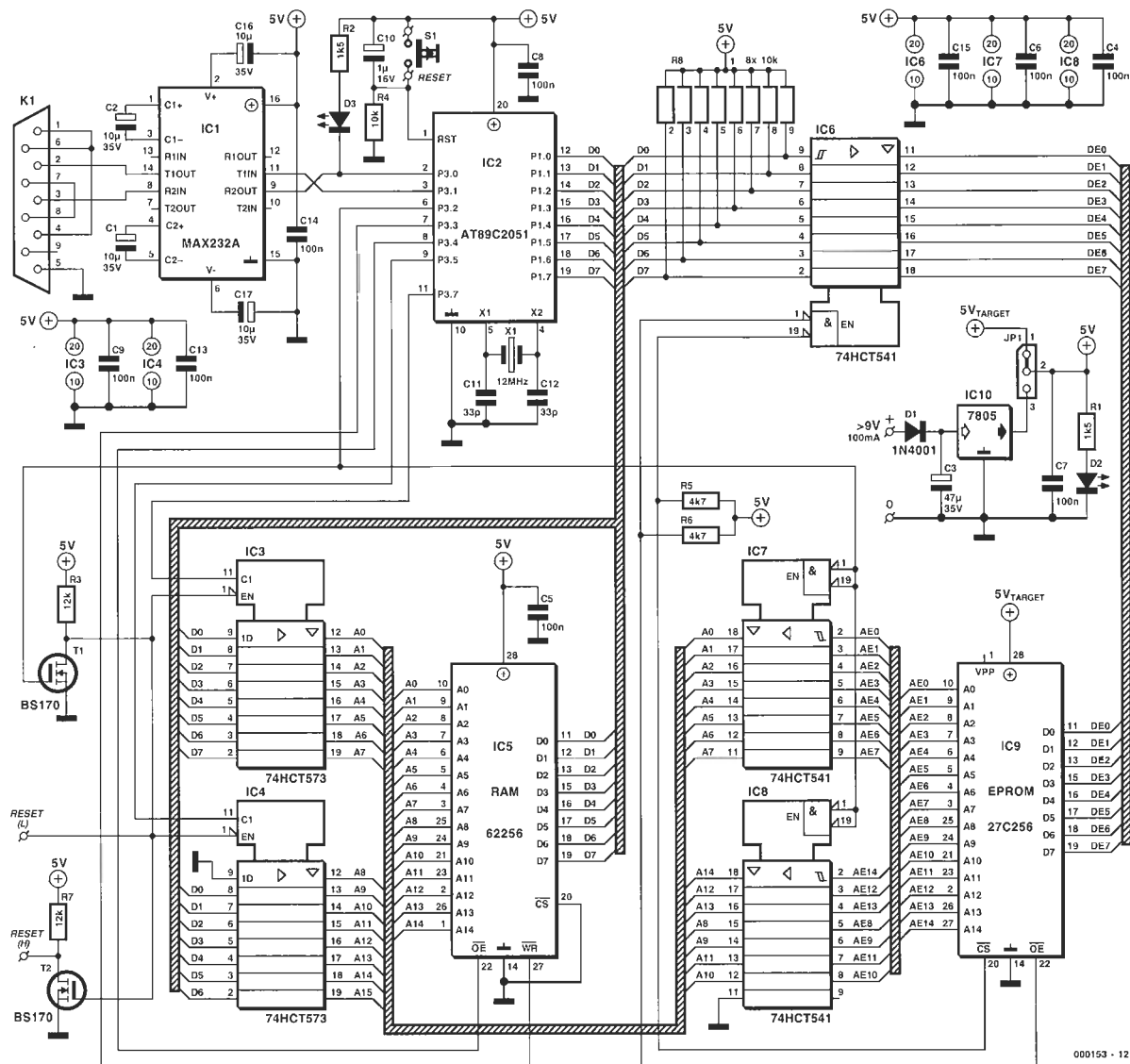


Figura 2. Esquema eléctrico del circuito del "emulador de memorias EPROM 27C256".

latches IC3 e IC4, así como los "buffers" IC6, IC7 e IC8. Estos circuitos integrados aseguran el correcto funcionamiento de interfaz con la memoria RAM, IC5. En este contexto, "correcto" significa que la RAM puede ser atendida por el microcontrolador o por un circuito externo (por ejemplo, una tarjeta), pero nunca al mismo tiempo.

De hecho, la memoria RAM emula la memoria (E)PROM, la cual ha sido retirada de la tarjeta del circuito donde iría montada. Cuando dicha tarjeta realiza el acceso a la memoria RAM, su comportamiento es como si el sistema tuviese instalada una memoria (E)PROM, de aquí el término "emulador". Para poder realizar este pequeño engaño, la memoria RAM necesita dos dispositivos periféricos. Por un lado, el emulador electrónico permite que el código objeto que se tiene que probar se pueda escribir en la propia memoria RAM, mientras que por otro lado, el sistema externo puede acceder a la RAM para leer el código que el microcontrolador ejecutará de forma eventual.

Los latches IC3 e IC4 conectan las líneas de

direcciones del sistema que recibe al emulador, a la memoria RAM. Dependiendo de los comandos recibidos desde el microcontrolador, estos circuitos integrados transfieren los datos al bus de datos interno, D0 – D7. Cada uno de estos latch permite que las entradas puedan ser controladas por una línea individual de E/S del procesador central. Esta configuración facilita al procesador controlar el bus de direcciones de la memoria RAM. Una vez que el programa de prueba se ha almacenado en la memoria RAM, los dos latches pasan a modo alta impedancia para evitar la generación de problemas cuando el sistema conmute a trabajar en modo emulación, como por ejemplo, con la memoria RAM conectada directamente en el sistema receptor.

Los buffers IC6, IC7 e IC8 aseguran la conexión directa de las líneas de direcciones de la memoria RAM al circuito externo receptor.

## Fuente de alimentación

El emulador de la memoria EPROM 27C256 puede ser alimentado de dos maneras. La primera, que será tratada como el método "estándar", consiste en alimentar el circuito por medio de un adaptador de tensión de red.

La fuente de alimentación montada sobre la placa está formada por un regulador de tensión de tres terminales, el modelo 7805 (IC10), montado en una configuración clásica. Este componente proporciona una tensión de alimentación de + 5 V regulados para la circuitería del emulador. Como sólo se requiere un consumo de corriente de unos 100 mA, el 7805 tiene suficiente potencia como para alimentar este circuito. El diodo D1 protege el circuito contra inversiones de polaridad en la tensión de entrada. El diodo LED D2 actúa como un indicador de que la tensión de alimentación está encendida o apagada.



El segundo método consiste en alimentar el circuito del emulador a partir del sistema receptor ("host"), algo que será posible en la mayoría de los casos, ya que los + 5 V estarán presentes en la parte digital del circuito que rodea la memoria (E)PROM. Si está decidido a utilizar este método durante todo el tiempo, podemos omitir montar los componentes IC10, el diodo D1 y el condensador C3 del circuito del emulador.

El puente JP1 (situado cerca de regulador de tensión) nos permite seleccionar entre una tensión de alimentación interna y otra externa.

## El enlace serie

La comunicación entre el PC y el emulador consiste en el tráfico de información en dos direcciones, a través del puerto serie RS 232, para el que se dispone de la adecuada circuitería y de

las correspondientes líneas de cable.

En la placa del emulador, el interfaz RS 232 está formado por el circuito integrado MAX 232 (IC1), en un circuito de aplicación estándar, con cuatro condensadores de "filtrado". También podemos utilizar la versión SMA (de montaje superficial) del MAX 232 y alojar el interfaz serie completo en la carcasa de un conector Sub-D, para una conexión más fácil hacia el PC. Sin embargo, para mantener el montaje lo más sencillo posible, hemos decidido fijar todas las partes que componen el interfaz serie dentro de la placa del emulador. Esta opción también permite determinar el tipo de cable serie que va a ser utilizado.

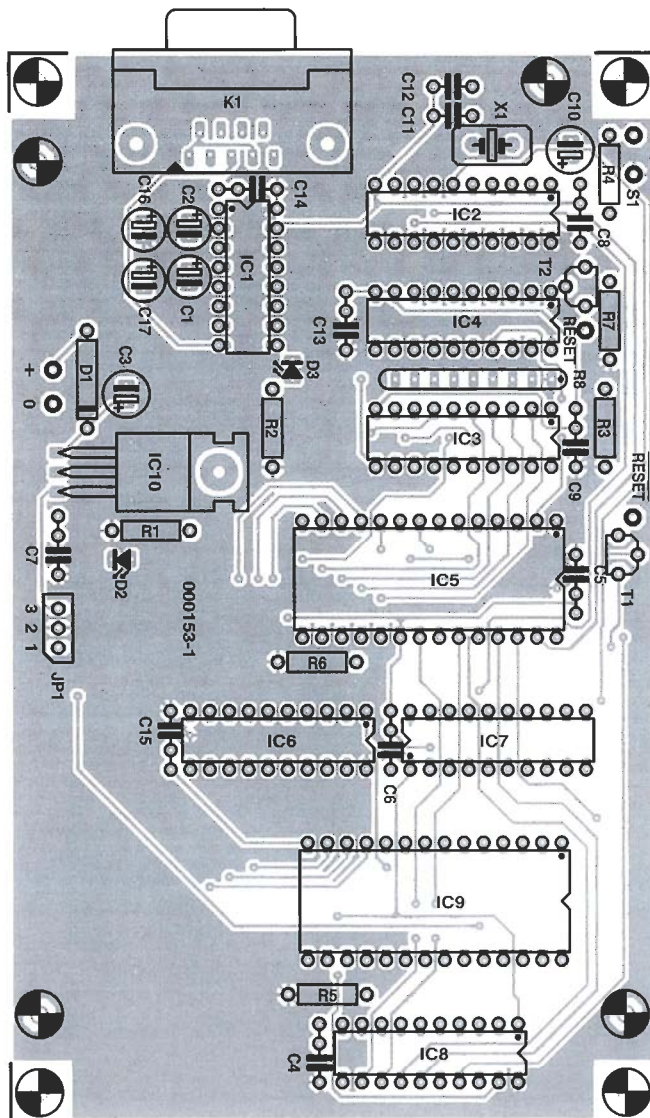
Una aclaración sobre el enlace RS 232: este enlace debe estar formado por un cable RS 232 estándar. No sería posible utilizar un cable con los "hilos cruzados" (también conocido como cable módem "null/cero").

## ¿Cómo funciona el circuito?

El funcionamiento del emulador de memorias EPROM puede dividirse en dos fases: (1) carga de la memoria RAM, y (2) simulación de una memoria (E)PROM en el sistema de trabajo.

Para la primera tarea, el PC transmite, a través de su puerto serie, el código hexadecimal que debe ser almacenado en la "pseudo" memoria EPROM. Para la segunda función, si el sistema de trabajo está realizando un acceso al código, es necesario que el microcontrolador coloque su línea del puerto P3.2 a nivel lógico bajo y pase a la posición de alta impedancia a los controladores IC7 e IC8. Dos transistores FETs, T1 y T2, mantienen al sistema receptor en el estado de reset.

Vamos a ver con más detalle cómo funciona todo esto. En el momento de encender el sistema, el microcontrolador, IC2, prepara toda la circuitería para que los datos puedan ser escritos en la memoria RAM. Esto se consigue colocando todas las líneas del puerto P3 a nivel



## LISTA DE MATERIALES

### Resistencias:

R1, R2 = 1k5  
R3, R7 = 12k  
R4 = 10k  
R5, R6 = 4k7  
R8 = 10k array de 8 resistencias SIL

### Condensadores:

C1, C2, C16, C17 = 10µF electrolítico de 35 V, axial  
C3 = 47µF electrolítico de 35 V, axial  
C4-C9, C13-C15 = 100nF  
C10 = 1µF electrolítico de 16 V, axial  
C11, C12 = 33pF

### Semiconductores:

D1 = 1N4001  
D2, D3 = Diodo LED de alta eficiencia  
T1, T2 = BS170  
IC1 = MAX232 (Maxim)  
IC2 = AT 89C2051 (Atmel, programado y con código de pedido N° 000153-41)  
IC3, IC4 = 74HCT573  
IC5 = 62256 (RAM)  
IC6, IC7, IC8 = 74HCT541  
IC9 = EPROM que está siendo emulada  
IC10 = 7805

### Varios:

K1 = Conector Sub-D de 9 terminales hembra para PCB  
PC1-PC4 = Terminales para soldar  
JP1 = Terminales "pinheader" de 3 terminales con puente  
S1 = Pulsador de un circuito  
X1 = Cristal de cuarzo de 12 MHz  
PCB con Código de pedido N°: 000153-1, (ver página de nuestro Servicio de Lectores)  
Disco del proyecto, con Código de pedido N°: 000153-11, (ver página de nuestro Servicio de Lectores)

Figure 3a. Serigrafía del plano de montaje de los componentes de la placa de circuito impreso diseñada para el emulador de memorias EPROM 27C256.

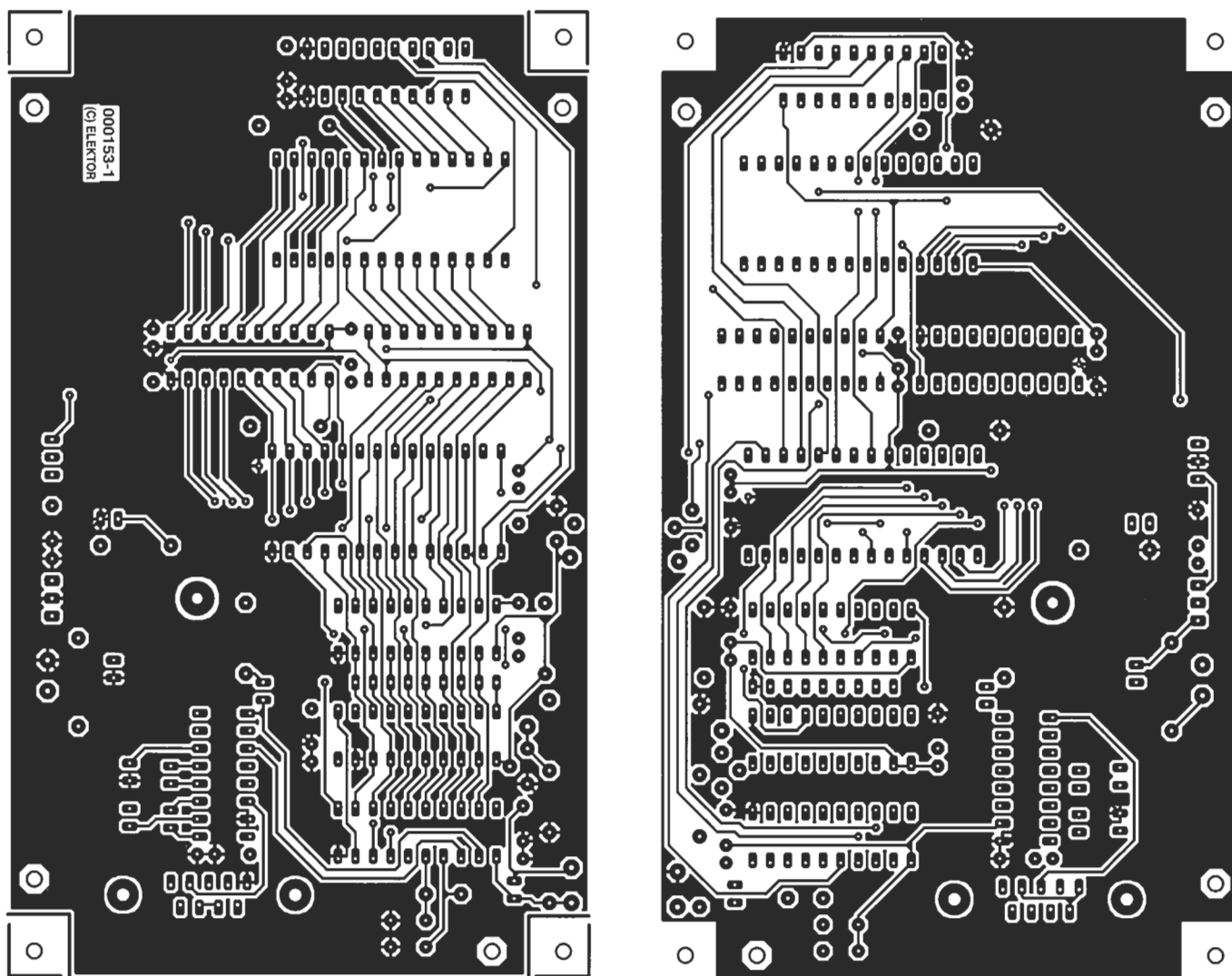


Figura 3b. Plano de las dos caras de pistas de la placa de circuito impreso diseñada para el emulador de memorias EPROM 27C256. Esta placa es de doble cara y con taladros pasantes metálicos.

lógico alto, con la excepción de P3.5 y P3.7.

Para que el microcontrolador pueda conseguir el control sobre la memoria RAM tenemos que colocar la línea del puerto P3.2 a nivel lógico alto.

Para cargar la memoria RAM, el puerto P1 se configura con la dirección más alta del primer byte de datos. A continuación, el controlador de tres estados (tri-estado), IC4, se abre y se cierra de nuevo por medio de la línea P3.5 del puerto, para bloquear esta dirección.

La secuencia anterior se repite para la dirección baja, esta vez con la ayuda de la línea P3.7 del puerto, que maneja otro controlador tri-estado, IC3.

La línea P3.2 del puerto del microcontrolador AT 89S2015 está programada para conmutar las salidas de los buffers IC6, IC7 e IC8 a alta impedancia (situación de tri-estado), algo que es necesario para eliminar todas las perturbaciones provocadas por elementos electrónicos externos a la memoria RAM, durante el proceso de escritura.

La misma señal también se invierte por medio del transistor T1 y de la resistencia R3. La señal de control invertida se utiliza para activar IC3 e IC4,

de manera que las líneas de direcciones de la memoria RAM estén controladas adecuadamente. La señal de control que aparece en la línea P3.2 se pone a disposición del circuito receptor, a través de un par de terminales, RESET (L) y RESET (H). Una de estas señales puede usarse para mantener el sistema receptor en el estado de reset, mientras que la memoria RAM está siendo rellenada con el código objeto del programa.

Una vez que el total del código objeto ha sido almacenado en la memoria RAM, el microcontrolador del emulador genera un mensaje hacia el puerto RS 232.

El ordenador tiene que enviar el fichero del código objeto en el formato "IntelHex" a través de su puerto RS 232. El procesador colocado en la placa del emulador vigila constantemente la recepción correcta del fichero (el diodo LED D3 se encenderá mientras el dato esté siendo recibido desde el PC), y se

encarga de que cada byte de datos se almacene en la memoria RAM en la localización adecuada. Esto se consigue por medio del circuito integrado IC2 que se encarga de copiar las líneas de direcciones A0 – A7 en el puerto P1 y, cuando lo ha hecho, generar un pulso en la línea P3.7. El latch IC3 copia esta palabra. El mismo proceso se repite con el grupo de líneas de direcciones A8 – A13. El dato transferido por estas direcciones se almacena en IC4 cuando aparece un pulso en la línea P3.5 del puerto. Por último, el byte de datos, con el que estamos trabajando, se copia en P1, seguido por un pulso de nivel bajo producido por la línea P3.3 del puerto. Este último controla la entrada de escritura (WR) de la memoria RAM. Cuando el flanco de bajada del pulso aparece en esta entrada, la memoria RAM transfiere la palabra de datos al puerto P1, hacia la dirección especificada.

El mismo procedimiento se sigue



para la transferencia de todas las palabras de datos que conforman el código objeto.

Una vez que el total del fichero Intel Hex ha sido recibido, el procesador central conmuta al circuito para trabajar en modo de simulación. Más específicamente, la memoria RAM se conmuta a modo lectura, colocando la línea P3.3 del puerto a nivel bajo y permitiendo la salida de los controladores de la memoria RAM, colocando la señal OE (Output Enable, es decir, Salida Habilitada) a nivel bajo. Esto se consigue controlando la línea del puerto P3.4.

Al pasar la línea del puerto P3.3 a nivel lógico bajo también habilitamos las salidas de los buffers IC7 e IC8, además de conmutar las salidas del latch a alta impedancia por medio de la entrada EN (Enable, es decir, Habilitar).

Además de estas funciones importantes, la señal P3.3 inhabilita las dos señales RESET de salida, conectadas adecuadamente al circuito receptor, lo que mantendrá de manera automática a la memoria RAM en su estado de RESET mientras está siendo cargada con el fichero del código objeto. Una vez que la memoria RAM ha sido cargada, el circuito receptor se reinicializa automáticamente (muy útil si el circuito receptor no dispone de un botón de reset dedicado o de una utilidad similar).

La línea P3.4 del puerto controla la memoria RAM de manera que el circuito integrado de memoria coloca datos de forma constante en el bus de datos interno.

Para evitar que la memoria RAM suministre datos hacia el bus de datos externo, las dos entradas que habilitan al buffer IC6 están conectadas a las señales OE y CS (chip select) de la electrónica externa. Esta configuración garantiza la correcta transferencia de datos desde la memoria RAM hacia el bus de datos externo, siempre que el sistema receptor direcciona correctamente el simulador de memorias EPROM.

Si tenemos que escribir nuevos datos en la memoria RAM, debemos pulsar el botón RESET para iniciar de nuevo el proceso de carga de un fichero.

## Construcción del emulador de memorias EPROM

Como evidencia la fotografía de la introducción de este artículo, tendría que ser posible realizar una placa

emulador mucho más compacta, por ejemplo llevando el interfaz serie MAX 232 al interior del encapsulado del conector serie. Como se ha mencionado anteriormente, esta opción no se ha llevado a cabo para asegurar que todo el mundo pueda construir el circuito del proyecto con componentes de tamaño estándar.

En la Figura 3 se muestra el diagrama de pistas y el plan de serigrafía de montaje de los componentes de la placa del emulador. El montaje de los distintos componentes sobre la placa no debe suponer mayores problemas y, desde el punto de vista de montaje, creemos que está dentro de la capacidad de trabajo de la gran mayoría de nuestros lectores. La placa con la que trabajamos es de doble cara y con taladros pasantes metalizados. Además, no dispone de ningún puente con hilo, que, por lo general, suele ser el "componente" que se olvida más frecuentemente.

Como viene siendo habitual en este tipo de proyectos, se aconseja comenzar con los componentes de menor tamaño, como resistencias, condensadores y transistores. Hay que poner atención en la orientación del grupo de resistencias SIL, R8, en la que el terminal con el punto marcado (que indica el punto común de conexión) debe estar colocado hacia el borde de la placa. Para evitar costes podemos montar tan sólo tres zócalos (de alta calidad) para los circuitos integrados: uno para el procesador, otro para la memoria RAM y un último para el cable plano entre el emulador y la ubicación de la memoria EPROM en el circuito destino. También debemos señalar que IC7 está montado en el sentido contrario a como lo están el resto de los circuitos integrados en la placa (excepto IC1 e IC10).

Por último, y antes de finalizar, deberemos chequear el circuito detenidamente, incluyendo una tensión de alimentación de verificación de todos los circuitos integrados, antes de montar el procesador y la memoria RAM en sus zócalos. El diodo LED D2 se encenderá para indicar la presencia de la tensión de alimentación.

## El programa

El programa almacenado en el microcontrolador de la casa Atmel ha sido escrito para permitir que la aplicación de comunicaciones, HyperTerminal de Windows, pueda ser utilizada como herramienta de transferencia de información con el emulador de EPROM.

La transferencia de código desde el PC hacia el emulador, a través de una conexión serie, se ejecutará a una velocidad de 4.800 bits/s.

El emulador reconoce el formato Hexadecimal de Intel (IntelHex), que se utiliza de forma general como formato en la transferencia de ficheros de código objeto entre los ordenadores y los programadores. La aplicación HyperTerminal es un elemento propio del sistema operativo Windows 95 y Windows 98, por lo que todos aquellos que tengan Windows en su ordenador, deben poder acceder a este programa realizando la siguiente operación: Inicio → Programas → Accesorios → Comunicaciones → Hyper Terminal. El fichero IntelHex se transfiere utilizando el modo de transmisión ASCII (y no como se podría esperar, un protocolo como Kermit o Z-Modem).

Los parámetros para la comunicación se deben configurar a 4.800 bits/s, 8 bits de datos, sin paridad y 1 bit de paro (4.800, N, 8, 1).

En la aplicación HyperTerminal seleccionaremos la función "Enviar archivo de texto".

También es posible utilizar el sistema operativo DOS para la comunicación entre el ordenador y el emulador. Los usuarios de DOS pueden utilizar esta línea de comandos:

```
COPY INTEL.HEX COM1:
```

Los usuarios de Linux utilizan de forma estándar la instrucción:

```
Cat INTEL.HEX \dev\xxx
```

Donde xxx es el puerto en el que el emulador de memorias EPROM está conectado.

(C00153-1)

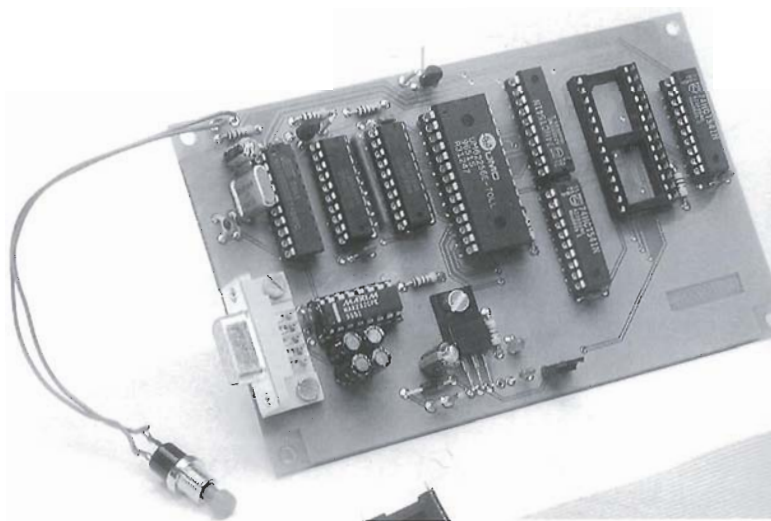


Figura 4. Prototipo acabado del emulador de memorias EPROM 27C256.

# GBPB — Placa de prototipo para GameBoy

Desarrollada utilizando una Gameboy

Diseñado por L. Lemmens

En números anteriores probamos, más allá de la duda, que Nintendo Gameboy es perfectamente adecuada para tareas más serias que las de jugar. El osciloscopio de muestreo que se describió en meses anteriores y algunas otras ediciones del 2000 son un buen ejemplo. En la última revista del 2000 publicamos un artículo sobre una tarjeta para herramientas de desarrollo de Gameboy. Este mes ofreceremos ayuda en el desarrollo hardware.





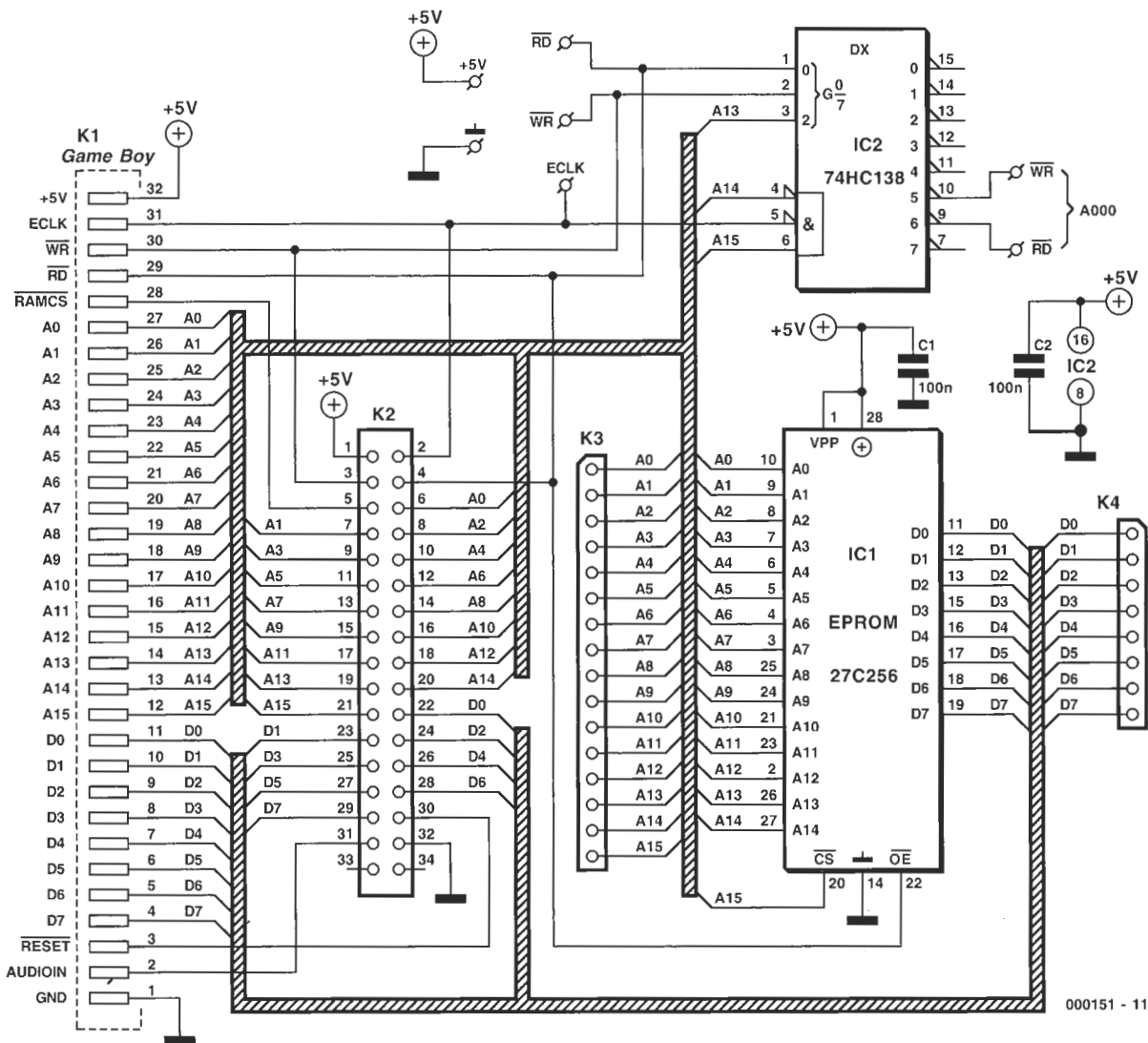


Figura 1. Esquema del circuito de la placa de prototipos de la Gameboy (GBPB).

En el artículo ya publicado en Elektor nuestro proveedor nos informó de una gran variedad de emuladores de Gameboy que permiten software, para que esta consola de juegos extremadamente popular se pueda comprobar en un PC. Los emuladores son buenas herramientas para proyectos y sólo constan de software. Sin embargo, el hardware adicional tiene que conectarse a la Gameboy, y esto puede dar lugar a dos problemas: el conector para el cartucho (juego) es un diseño propiedad de Nintendo, y hacerlo y ocultarlo dentro de la propia caja de la consola es peor.

Cuando una PCB está diseñada y la realizamos físicamente sobre fibra de vidrio, no aparecen esos problemas con el conector de la tarjeta. No obstante,

debido a que la Gameboy oculta una gran parte de la tarjeta del cartucho en la caja, será duro, pero no imposible, hacer cualquier medida en la nueva placa. Lo que sí es posible es abrir la Gameboy, quitando los tornillos que sujetan el panel trasero. De esta forma tenemos acceso a la placa del cartucho, al menos para las medidas. Sin embargo, abrir la caja de la Gameboy es bastante crítico, porque los tornillos son difíciles de quitar con un destornillador ordinario. Además, debemos decir que quitar los tornillos para abrir la Gameboy anula automáticamente la garantía del producto y sin panel trasero no hay caja de batería. Sin embargo, el mayor problema es que el prototipo está en el lado trasero del Gameboy, mientras que la visualización y los controles están en el frente.

## Una placa de ayuda

En la Figura 1 se muestra el esquema de nuestra placa de prototipo, mientras que el diseño de la PCB puede verse en la Figura 2.

Cualquier componente de la placa de prototipos será visible y accesible cuando la Gameboy se ponga horizontalmente sobre la mesa. Esto permite realizar las medidas sobre el propio dispositivo, pudiendo acceder a los botones de la Gameboy al mismo tiempo.

El conector del cartucho forma parte de la PCB, y sus conexiones están unidas a un conector de panel de 34 vías, mientras que el conector del cartucho de la Gameboy sólo tiene 32. La razón para elegir un conector de panel de 34 pines es que no existe la versión de 32 pines.

Las tarjetas ampliadoras, como la descrita aquí, tienen generalmente un área de prototipos donde pueden colocarse componentes adicionales para probar junto con el circuito.

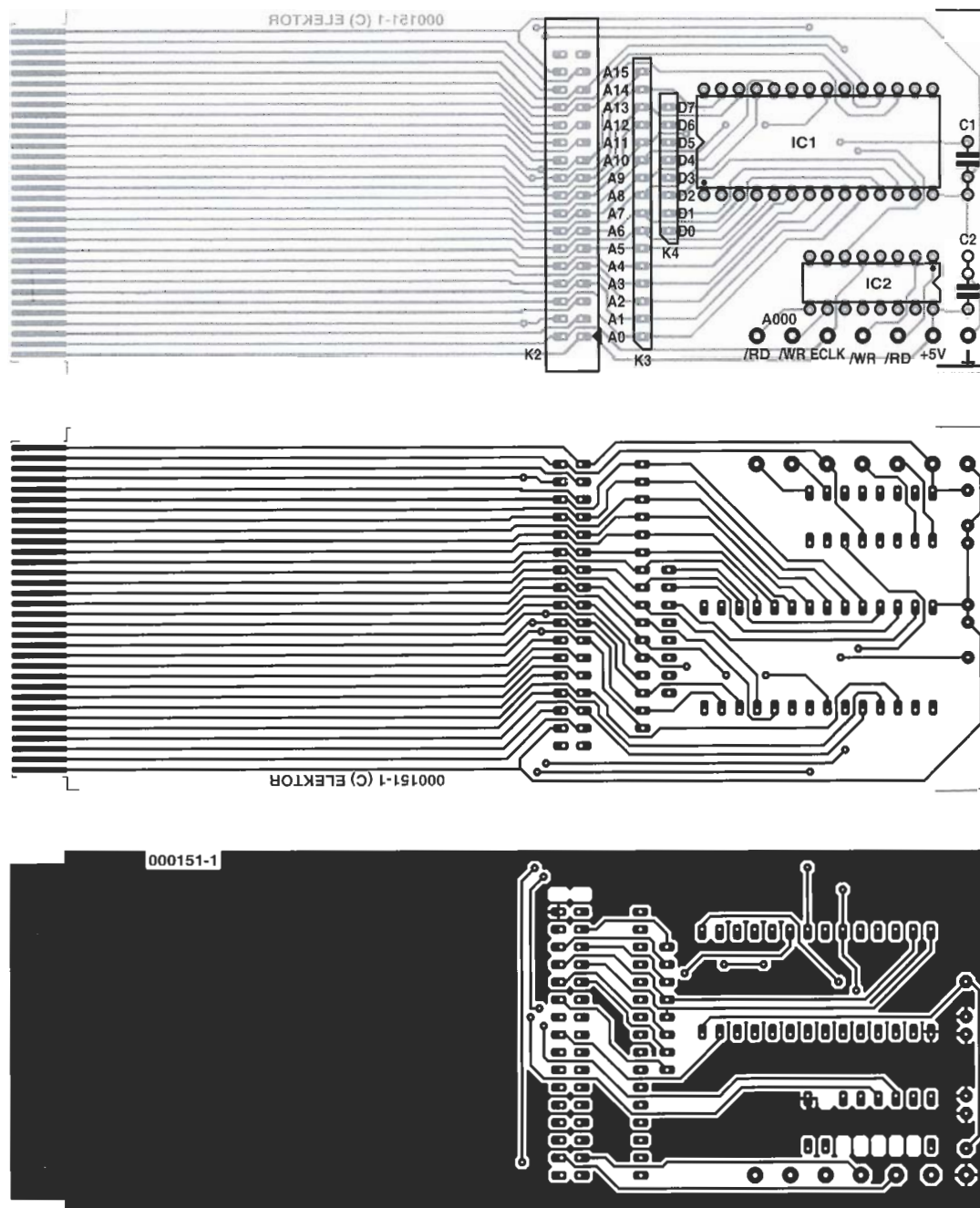


Figura 2. Diseño de la PCB.

## COMPONENTS LIST

### Condensadores:

C1, C2 = 100nF

### Semiconductores:

IC1 = zócalo 27C256

IC2 = 74HC138

### Varíos:

(K1 = conector en borde de la placa

K2 = Caja Header de 34 vías

K3 = Tira de 16 pines

K4 = Tira de 8 pines

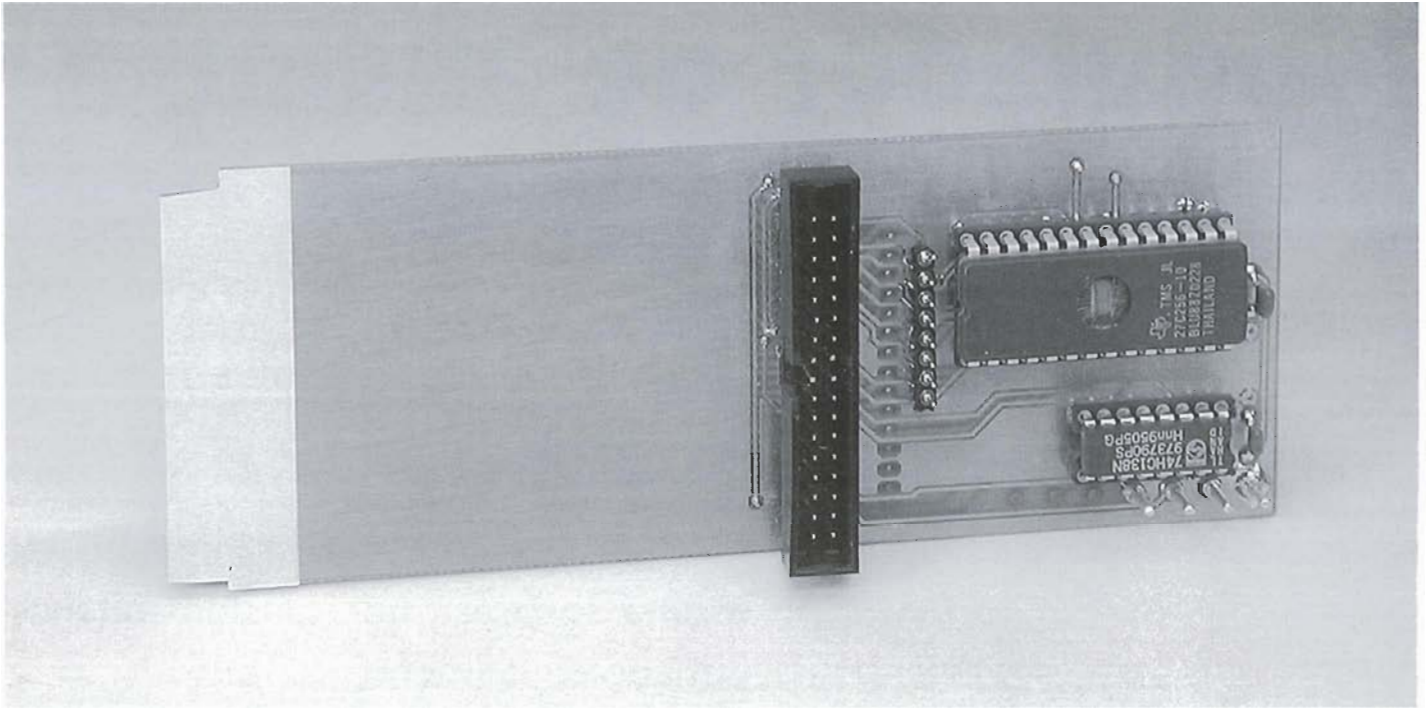
PCB, código de pedido **000151-1** (ver Servicio de Lectores)

Aquí se ha omitido dicha área de prototipo a propósito. El punto esencial de esta caja es hacer un conector especial y la parte de ampliación accesible a la parte exterior de la Gameboy. El uso de una placa de prototipos es barato, está disponible en cualquier establecimiento de electrónica (incluso puede pedirse por correo) y es fácil de conectar a través de un trozo de cable plano. Su mayor inconveniente es que puede deteriorarse pronto si soldamos y desoldamos frecuentemente.

## Opciones

Los conectores K3 y K4 tienen la finalidad de facilitar las medidas en el bus de direcciones y datos. Encontraremos las líneas de direcciones y datos dispuestas en estas tiras de contacto. Por supuesto, las líneas pueden utilizarse para conexiones externas. Consideraciones similares se aplican a los pines de PCB para las líneas RD, WR, ECLK y dos conexiones a las líneas de alimentación +5 V y GND.





Los últimos pines sólo se usarán para medir tensiones de alimentación, o para alimentar circuitos externos, nunca deben utilizarse para alimentar la Gameboy o el hardware de la placa de ampliación.

Cualquier cartucho debería contener parte del software en ROM, lo cual permite inicializar la Gameboy. Esto es porque disponemos de un zócalo para la EPROM 27C256 en la placa de ampliación. También es posible colocar la memoria en la placa conectada a K2, en cuyo caso no debe colocarse IC1 en la placa de ampliación.

Se puede conectar un emulador de EPROM, como el descrito en este número, al zócalo IC1. Dicha configuración es muy útil y manejable cuando estamos desarrollando software para la Gameboy (escribir y ensamblar código fuente en el PC, cargar el código objeto en el emulador utilizando un fichero hexadecimal y transmitirlo a través del puerto serie, para terminar el proceso borrando y reprogramando una EPROM después de cada modificación que hacemos al programa).

El circuito incluye un 74HC138 (IC2), el cual permite seleccionar dos líneas que pueden decodificarse para controlar el hardware externo. Los pines 9 y 10 del '138' activan a nivel bajo las señales de lectura y escritura para las direcciones A000.

Para una conexión fácil, esas señales se llevan fuera de los pines del PCB.

## Construcción

Antes de soldar en la placa, deberíamos comprobar si ésta se puede fijar en la Gameboy. En este aspecto debemos observar que la parte fina de la caja del cartucho más la placa debería ser de unos 2,5 mm, para asegurar un contacto adecuado con el conector del cartucho Gameboy. Aquí sólo utilizaremos la PCB (no la caja del cartucho), porque las placas de circuito impreso se pueden conseguir a través del Servicio de Lectores con un tornillo especial. Si queremos construir nuestra propia placa de circuito impreso a partir de la Figura 2, pero no tenemos material para la correcta sujeción, podemos utilizar uno de pequeño tamaño. Los conectores del borde de la placa se pueden pegar en la parte inferior de la placa para lograr el mismo efecto. Esto se hará con cuidado y precisión, ya que si el conector es demasiado delgado, el contacto con la Gameboy no será fiable o incluso no existirá. Por otro lado, si utilizamos un conector demasiado delgado, corremos un serio riesgo de dañar el conector de la Gameboy.

Deberíamos considerar cómo uti-

lizaremos la placa, esto es, con la EPROM montada sobre ella o con la memoria colocada sobre la placa externa. En muchos casos será suficiente el conector de caja K2. Si lo que deseamos es sólo el desarrollo y prueba del software para la Gameboy, será suficiente con colocar la EPROM sobre el zócalo.

(C30151-1)

## Tabla I. Conexiones en la placa de ampliación.

K2 pin #	señal
1	VCC
2	ECLK
3	WR
4	RD
5	RAMCS
6 - 21	A0 - A15
22 - 29	D0 - D7
30	RESET
31	Entrada de Audio
32	GND
33, 34	no conectado

K3 pin #	señal
1 - 15	A0 - A15

K4 pin #	señal
1 - 8	D0 - D7

# Modulador de anchura de pulsos

## Utilizando una GAL16V8

Diseñado por J. Hesse y R. Lessing

La modulación por anchura de pulsos (PWM) es una técnica fundamental en electrónica. Por lo tanto, no es una sorpresa que existan muchas aplicaciones para este diseño programado digitalmente.

Un modulador de anchura de pulsos puede ser la base de muchos proyectos fascinantes. Por ejemplo, podemos variar la velocidad de un motor de continua de 0 al 100 %. También se puede, conectándolo a un MOSFET de potencia, controlar trenes de modelismo, taladros, lámparas y otros muchos dispositivos. Este diseño es particularmente interesante por su entrada de control digital: el funcionamiento no está gobernado por una tensión analógica, sino más bien por cinco entradas binarias que pueden conectarse a un PLC o un microprocesador.

### Una cuestión de software

El único componente del modulador de anchura de pulsos es un dispositivo lógico programable tipo GAL16V8. Éste es ideal para pequeños circuitos con control digital, y está disponible a precios muy asequibles, a partir de 500 ptas. También el compilador de Abel es gratuito y funciona en cualquier ordenador. Un modulador de anchura de pulsos digital tiene la ventaja sobre uno analógico de que es insensible a las variaciones de tensión de alimentación y no requiere compo-

nentes tales como potenciómetros, los cuales son voluminosos. La limpieza de las señales de salida puede verificarse en un osciloscopio.

La Figura 1 representa la disposición de la lógica interior de la GAL. La numeración de los pines se muestra en pequeños cuadrados. Tal y como podemos ver hay siete pequeñas entradas (a – e, OVER y CLK) y seis salidas (Q0 – Q4 y PULSEWIDTH) además de las señales internas Q10 y Q11. Las señales Q0 – Q4 no se utilizarán en la presente aplicación.

La aparición de pulsos en la

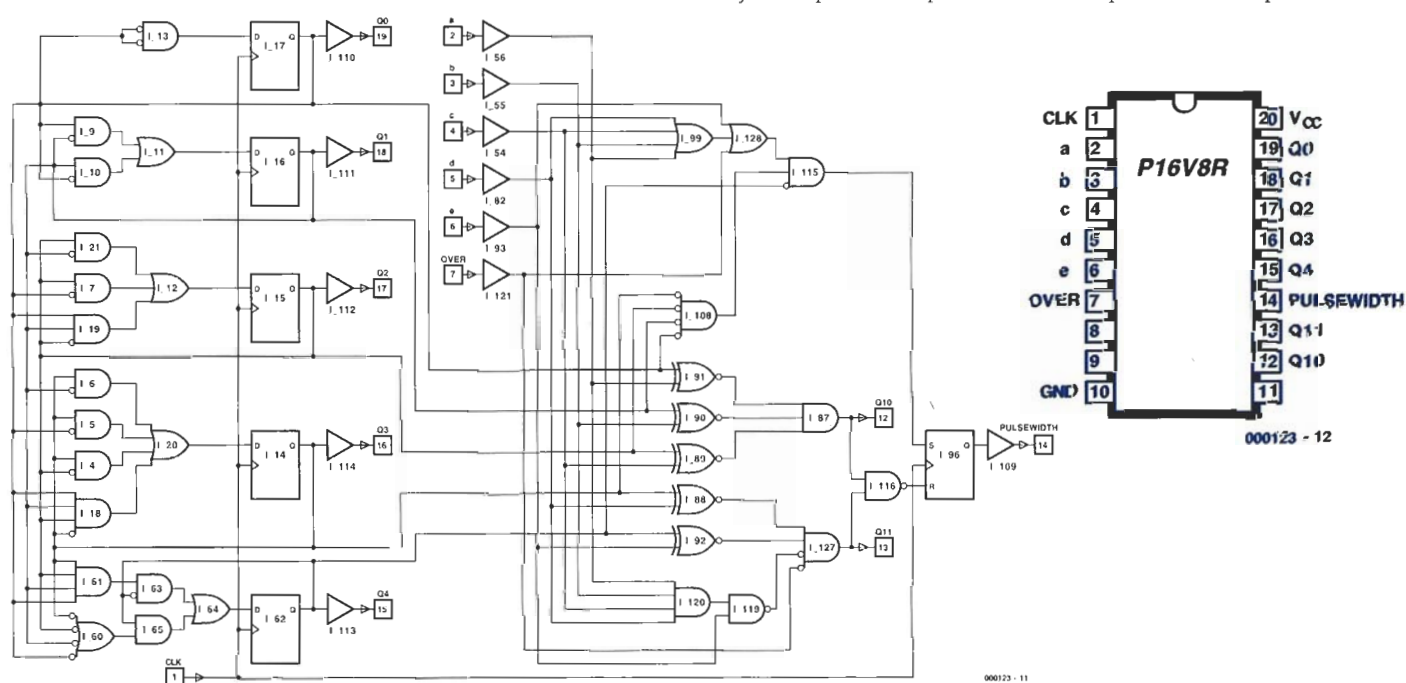


Figura 1. El circuito lógico programado en la GAL. Las entradas y salidas indicadas pueden encontrarse en el patillaje del dispositivo.



entrada CLK se debe al contador binario, el cual se incrementa de 0 a 31. El contador consta de las puertas lógicas del lado izquierdo y cinco flip-flops tipo D. El resultado de la salida de los flip-flops se compara con un valor binario presentado en las entradas a – e y OVER ( $\geq 32$ ). El comparador consta del grupo de puertas situado en la parte derecha del circuito, que excita la entrada de Reset del la entrada set/reset del último flip-flop. La entrada set está activa cuando el contador está a cero. De esta forma, al comienzo de la secuencia de cuenta la salida PULSEWIDTH está a nivel alto, y permanecerá en este nivel hasta que se alcance la cuenta programada. Entonces la salida del flip-flop se resetea y pasa a nivel bajo durante el resto de la cuenta.

Las ecuaciones lógicas para el dispositivo (las cuales son menos complicadas de lo que parecen) se muestran en la Figura 2. Están escritas para el compilador ABEL GAL. El compilador ABEL es un pequeño programa que constituye una parte del paquete isp-DesignEXPERT-Starter. Este software, el cual puede programar PALs y GALs, también permite programar dispositivos lógicos ispLSI, MACH y ispGAL de hasta 600 macroceldas, y se puede descargar gratuitamente desde la página de Lattice situada en: <http://www.latticesemi.com>.

Sin embargo, se requiere autorización antes de que los ficheros importantes (más de 55 Mb, más manuales y tutoriales) se puedan descargar de [http://www.latticesemi.com/lit/html/starter/ispde\\_starter.html](http://www.latticesemi.com/lit/html/starter/ispde_starter.html). También es necesario el número de licencia para el software. Todo esto es gratuito, pero tedioso.

Hay docenas de versiones de GAL16V8 que se pueden utilizar. Los sufijos simplemente indican la máxima corriente de alimentación y retrasos de propagación. El sufijo R no tiene nada que hacer con el tipo de número indicado en notación ABEL, que se utiliza en GAL para indicar modo 'registrado' (como contrario a 'complejo' o 'simple'). En modo registrado, la entrada de reloj está siempre en el pin 1 y la salida habilitada (OE) está siempre en el pin 11. OE se debe mantener a nivel bajo para habilitar las salidas del dispositivo. Con otros compiladores, los códigos del sufijo pueden ser diferentes.

## PWM en la práctica

Ahora daremos algunos consejos de cómo utilizar un modulador de anchura de pulsos en la práctica. La frecuencia de reloj debe ser 32 veces más alta que la frecuencia de salida conmutada. Por ejemplo, si vamos a excitar un motor de DC, se recomienda al menos una frecuencia de reloj de 500 KHz. La frecuencia PWM resultante de 15,6 KHz es bastante más alta, para asegurar que el ruido producido por el motor como resultado de ser excitado con alterna es una frecuencia demasiado alta para ser oída. Si se utiliza una frecuencia

## Software

El software consta del código fuente de ABEL-HDL, en el fichero PULS.REP, o si no podemos obtener el código en ABEL podemos conseguirlo como un fichero con código JEDEC, fichero PULS.JED para programación directa sobre la GAL. Ambos ficheros están disponibles en el disco con código **000123-11** o se pueden descargar de forma gratuita de la página de Elektor Electronics website [www.elektor-electronics.co.uk](http://www.elektor-electronics.co.uk).

mayor, se producirán unas pérdidas de corriente que llegarán a ser demasiado altas y el motor puede funcionar demasiado despacio.

(C00123-1)

Lógica programable P16V8R:

```
Q10      = !( !Q2.PIN & c
            #  Q2.PIN & !c
            #  !Q1.PIN & b
            #  Q1.PIN & !b
            #  !Q0.PIN & a
            #  Q0.PIN & !a );

Q11      = !( over
            #  !Q3.PIN & d
            #  Q3.PIN & !d
            #  !Q4.PIN & e
            #  c & b & a & d & e
            #  Q4.PIN & !e );

Q3.D     = ( Q0.PIN & Q1.PIN & Q2.PIN & Q3.PIN
            #  !Q0.PIN & !Q3.PIN
            #  !Q1.PIN & !Q3.PIN
            #  !Q2.PIN & !Q3.PIN ); " ISTYPE 'INVERT'
Q3.C     = ( CLK );

Q2.D     = ( Q0.PIN & Q1.PIN & Q2.PIN
            #  !Q0.PIN & !Q2.PIN
            #  !Q1.PIN & !Q2.PIN ); " ISTYPE 'INVERT'
Q2.C     = ( CLK );

Q1.D     = ( Q0.PIN & Q1.PIN
            #  !Q0.PIN & !Q1.PIN ); " ISTYPE 'INVERT'
Q1.C     = ( CLK );

Q0.D     = ( Q0.PIN ); " ISTYPE 'INVERT'
Q0.C     = ( CLK );

Q4.D     = ( !Q4.PIN & !Q0.PIN
            #  !Q4.PIN & !Q1.PIN
            #  !Q4.PIN & !Q2.PIN
            #  Q4.PIN & Q0.PIN & Q1.PIN & Q2.PIN & Q3.PIN
            #  !Q4.PIN & !Q3.PIN ); " ISTYPE 'INVERT'
Q4.C     = ( CLK );

Pulsbreit.D = ( Q11.PIN & Q10.PIN
            #  Q4.PIN & Pulsbreit.Q
            #  Q0.PIN & Pulsbreit.Q
            #  Q1.PIN & Pulsbreit.Q
            #  Q2.PIN & Pulsbreit.Q
            #  Q3.PIN & Pulsbreit.Q
            #  !over & !c & !b & !a & !d & !e & Pulsbreit.Q );
            " ISTYPE 'INVERT'
Pulsbreit.C = ( CLK );
```

Notación: &= AND, = OR, != negación

Figura 2. La lógica expresada en ABEL-HDL.

# Sistema de identificación de llamada vía radio

Hasta con 16 unidades de llamada

Por Dr. Pei An

[pan@intec-group.co.uk](mailto:pan@intec-group.co.uk)

Este artículo introduce un PC basado en sistemas de identificación de llamada vía radio. Consiste en un receptor central de hasta 16 unidades de llamada, que se conecta al ordenador a través de un puerto Centronics. Cada unidad tiene un botón, que al ser presionado hace que la unidad de llamada envíe un único código al receptor. El receptor intercepta el código y el ordenador lo decodifica y representa el número de la unidad de llamada activada en la pantalla. La distancia de operación es de aproximadamente 75 metros en edificios y de 200 en campo abierto.



El sistema tiene un amplio rango de aplicaciones. En hoteles, restaurantes y tiendas, la unidad de llamada puede servir como una 'llamada de asistencia' cuando un cliente pulsa un botón. Esto también tiene aplicaciones en una enseñanza interactiva medio ambiental en escuelas y colegios.

El sistema utiliza módulos de transmisión y recepción de FM de 'segunda generación' de Radiometrix Limited. El transmisor es un dispositivo de baja potencia (LPD) y está certificado por la autoridad competente en radiocomunicaciones (RA) cumpliendo la especificación MPT 1340 en UK y Europa. Esto evita la necesidad de someter el proyecto a la aprobación final.

Se ha desarrollado un programa en Visual Basic 5 para este sistema, el cual se integra con software.



## Cómo trabaja

En la **Figura 1** se muestra el principio de la unidad de llamada. Dentro de la unidad de llamada (transmisor), un circuito integrado codificador IC (HT-12E) convierte 12 bits de datos en paralelo en datos serie. Los primeros 8 bits representan un sistema de direcciones y los otros 4 bits son la dirección de la unidad de llamada. El rango del sistema de direcciones va de 0 a 255 y es un valor asignado al sistema, mientras que el de una unidad de llamada va de 0 a 15. El dato serie se envía al módulo transmisor Radiometrix TX2, en el cual se modulan los datos serie a una señal portadora de radiofrecuencia (418 a 433 MHz) usando modulación FM. La siguiente señal de radio se transmite vía radio desde la antena.

La operación básica del receptor se muestra en la **Figura 2b**. Dentro del receptor, un módulo de radio FM (RX2) demodula la señal de radio captada por la antena. Una vez demodulada, los datos serie se suministran a un circuito integrado decodificador serie-paralelo (HT-12D), el cual convierte los datos serie de vuelta a un formato en paralelo. La dirección de los bits se compara con la dirección prefijada del decodificador. Si se corresponden, los 4 bits de datos se almacenan en la salida (que es la dirección de la unidad de control activada). Si la dirección no se corresponde, el decodificador ignora los datos. Después de que los datos se han recibido satisfactoriamente, el ordenador los lee desde el decodificador y presenta el número de unidades de llamada en la pantalla.

## Transmisor de radio y módulos receptores

El transmisor de radio Radiometrix y los módulos receptores (TX2 y RX2) permiten implantar fácilmente un enlace de radio digital. Los módulos son un transmisor de radio FM controlado con SAW y un receptor, el cual está especialmente diseñado para radiotelemetría y aplicaciones telecomando (SAW: superficie acústica de onda). Existe una variedad de módulos TX2/RX2 que pueden ser utilizados con este proyecto, los cuales se muestran en la **Tabla 1**.

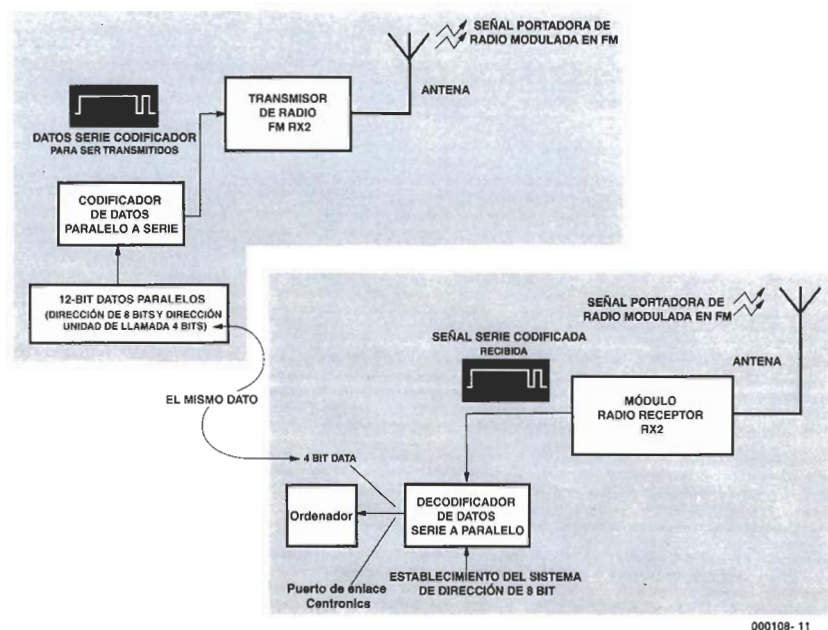


Figura 1. Principio del sistema de identificación de llamadas.

## Tabla 1. Variante de los módulos de enlace de radio TX2/RX2

Parámetros	Descripción
Frecuencias	418,00 MHz para usar en el Reino Unido 433,92 MHz para usar en Europa
Tensión de alimentación	5V (4-6V para TX2 y RX2) 3V (2.2V to 4V para TX2, 3 a 4V para RX2)
Velocidad de transf. datos RX	-A: 7kHz BW banda-base, datos lentos hasta 14kbps -F: 20kHz BW banda-base, datos rápidos hasta 40kbps

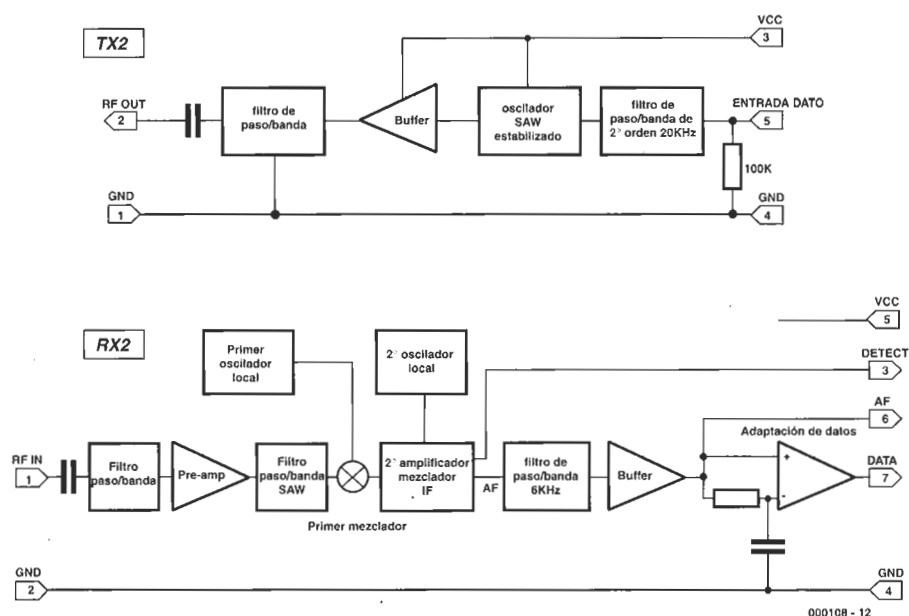

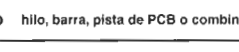


Figura 2. Diagrama de bloques interno de los módulos de radio-enlace.

hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm de diámetro bobinado alrededor de un núcleo de 3,2 mm

**Tipo helicoidal**  Pin 2 (RF OUT)  
418MHz: 26 vueltas, 433MHz: 24 vueltas

**Tipo lazo**  Pin 2 (RF OUT)  
4 a 10 sq. cm  
área interior  
anchura de pista 1 mm  
Pin 1 (GND)  
Condensador 1.5 - 5 pf

**Tipo látigo** hilo, barra, pista de PCB o combinación  Pin 2 (RF OUT)  
418MHz: 16.5 cm, 433MHz: 15.5 cm total desde el pin Rfout

Comparación antenas	Helicoidal	Lazo	Látigo
Rendimiento	✓✓	✓	✓✓✓
Facilidad de construcción	✓✓	✓	✓✓✓
Tamaño	✓✓✓	✓✓	✓
Inmunidad a la proximidad	✓✓	✓✓✓	✓

000108- 13

Figura 3. Antenas para los módulos de radio llamada.

Aquí encontrará una breve descripción de los módulos transmisores y receptores. Los detalles técnicos de los módulos se hallan en las hojas de características.

## Módulos de transmisión tipo TX2

Las funciones del pin de transmisión se muestran en la Figura 2a. Para la versión de + 5 V y 433 MHz, los rangos de la operación de voltaje oscilan entre 4 y 6 V DC. El consumo típico es de unos 10 mA a 5 V. Para una versión de 3 V y 433 MHz, la tensión de operación oscila entre 2,2 y 4 V DC con un consumo real de 6 mA a 3 V. Los datos digitales que se envían deberían ser idénticos a los niveles lógicos CMOS de la propia tensión de alimentación. Una antena se conecta al pin 2. El diagrama de bloques del módulo se muestra en la **Figura 2a**.

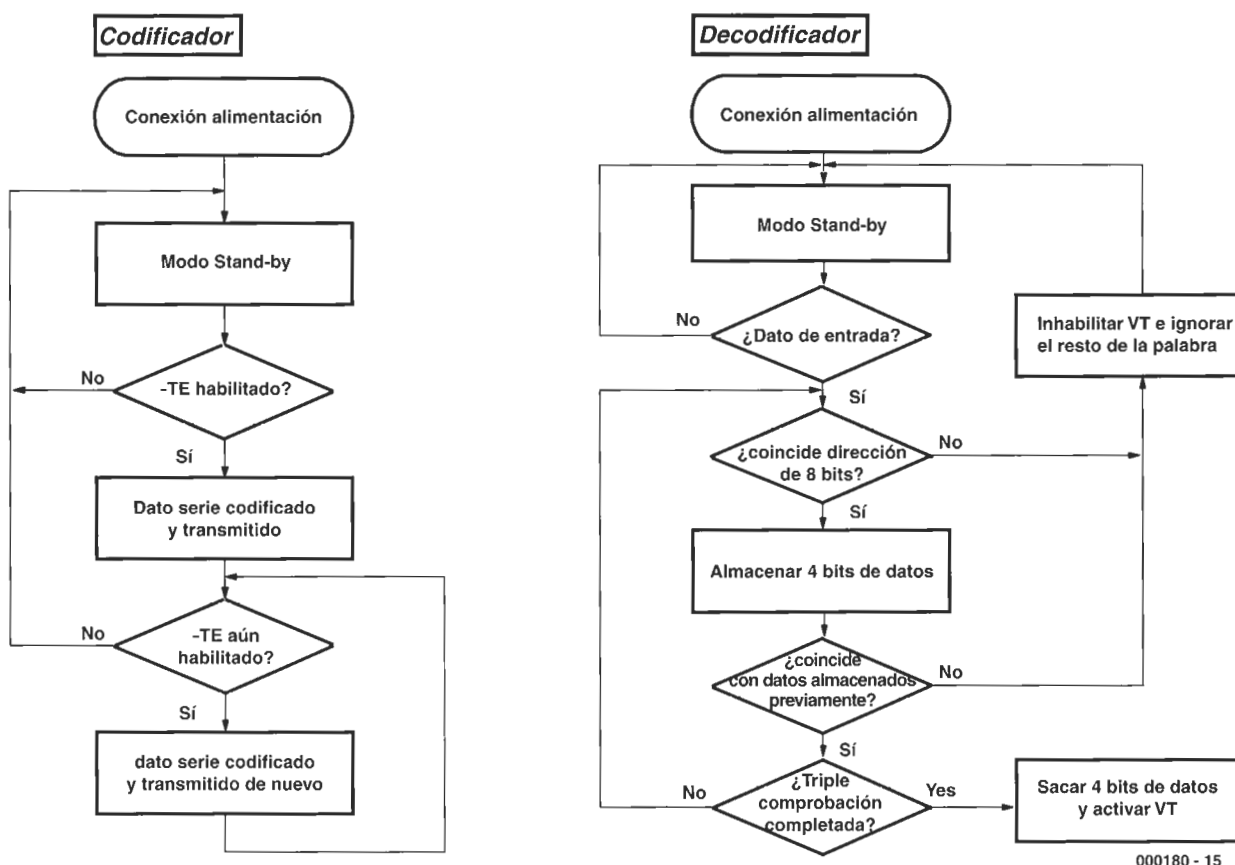
## Módulo receptor tipo RX2

Las funciones del pin receptor se muestran en la **Figura 2b**. Para una

versión de + 5 V, el rango de voltaje de la operación oscila entre 4 y 6 V DC. El consumo típico real es aproximadamente de 13 mA a 5 V. Para una versión de + 3 V, el voltaje oscila entre 3,0 y 4,0 V DC con un consumo típico real de 13 mA a 3,5 V. La señal digital de salida aparece en el pin 7 (RXD) con un nivel lógico CMOS. El pin 3 es la señal de salida Carrier Detect (detección de portadora) y puede usarse para excitar un transistor PNP externo para obtener un nivel lógico de detección de portadora. Si no se usa puede conectarse a + 5 V.

## Opciones de antena

La antena usada con un LPD como el módulo TX2 suele ser de 3 tipos: hélice, lazo o látigo (ver **Figura 3**). La antena tipo helicoidal tiene un tamaño pequeño. Necesita optimizarse para conseguir la longitud de onda en uso. La segunda consta de un lazo de pista de PCB, el cual está sintonizado por un condensador variable. El último tipo de antena tiene una lon-



000180 - 15

Figura 4. Diagramas de flujo del funcionamiento del codificador y decodificador.



gitud de onda de hilo, una barra, una pista de PCB o combinaciones de ambas. La **Figura 3** muestra cómo se pueden construir las diferentes versiones y la eficacia entre las distintas antenas. Las consideraciones que acabamos de exponer también pueden aplicarse al receptor.

## El corazón del sistema: HT12-E/HT12-D

El HT12-E y el HT12-D de Holtek son un par de circuitos integrados CMOS codificador/decodificador diseñados para transmisión y recepción de código digital. Tienen un amplio rango de tensión de funcionamiento que va desde 2,4 hasta 12 V con una corriente típica en reposo de 1  $\mu$ A. Tienen un oscilador sobre la placa de circuito impreso que requiere una resistencia externa.

En este artículo se ofrece una breve descripción de los circuitos integrados, para más detalles deben referirse a las hojas de características del fabricante, referencia 2. Cuando se mencionan los números de pin abajo nos referimos a los circuitos de diagrama. La operación de estos interesantes circuitos integrados se describe convenientemente usando diagramas de flujo (ver **Figura 4a y 4b**).

El codificador **HT-12E** codifica 12 bit de datos paralelo en datos serie. La transmisión de datos comienza con la recepción de un flanco de bajada en el pin de habilitación de la transmisión (TE). Los 12 bits de datos consisten en 8 bits de direcciones (A0-A7 conectados a los pines 1-8) y 4 bits de datos (D3-D0) conectados a los pines 10-13. Por lo tanto, el total de combinaciones de números de direcciones es  $2^8$  o 256. La resistencia externa del oscilador se conecta entre los pines 15 y 16. Los datos serie aparecen en el pin de salida 17.

El funcionamiento del HT-12E es el siguiente: inicialmente el codificador está en modo stand-by, la recepción de la señal TE, activa a nivel bajo, da lugar al inicio de un ciclo de transmisión de cuatro palabras y repite el ciclo hasta que la señal TE pase a nivel alto (ver **Figura 4A**). Cada palabra contiene dos periodos: el código periodo piloto y los códigos periodo que se muestran en la **Figura 5a**. El código periodo piloto tiene una lon-

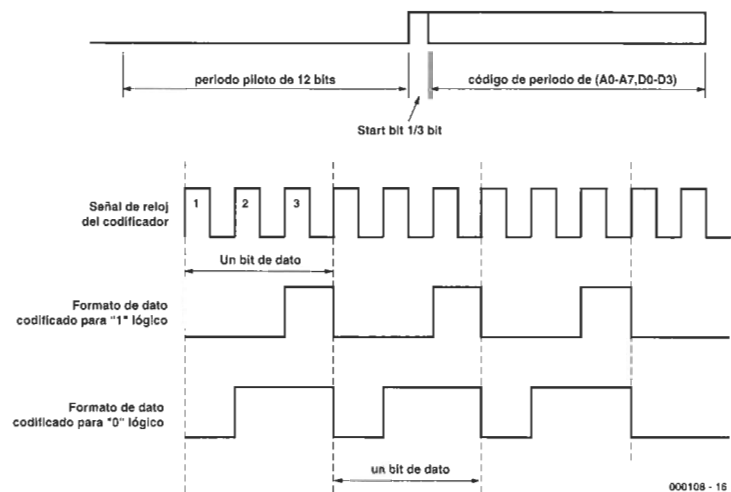


Figura 5. Formato de datos de una transmisión (a) y formato de codificación de datos serie (b).

gitud de periodo de 12 bits y es un nivel lógico bajo. Cada periodo tiene una longitud de periodo de 12 bits y contiene los datos serie codificados, el codificador detecta el estado lógico de los 12 bits de entrada (A0-A7 y D0-D3) y codifica la información en una

cadena de datos serie. Los niveles lógicos 0 y 1 se codifican como se muestra en la **Figura 5b**. El orden de los bits de datos transmitidos es de A0 a A7 y después desde D3 a D0.

El **decodificador HT-12D** recibe la palabra de 12 bits e interpreta los 12 primeros bits como la dirección y los últimos 4 como datos.

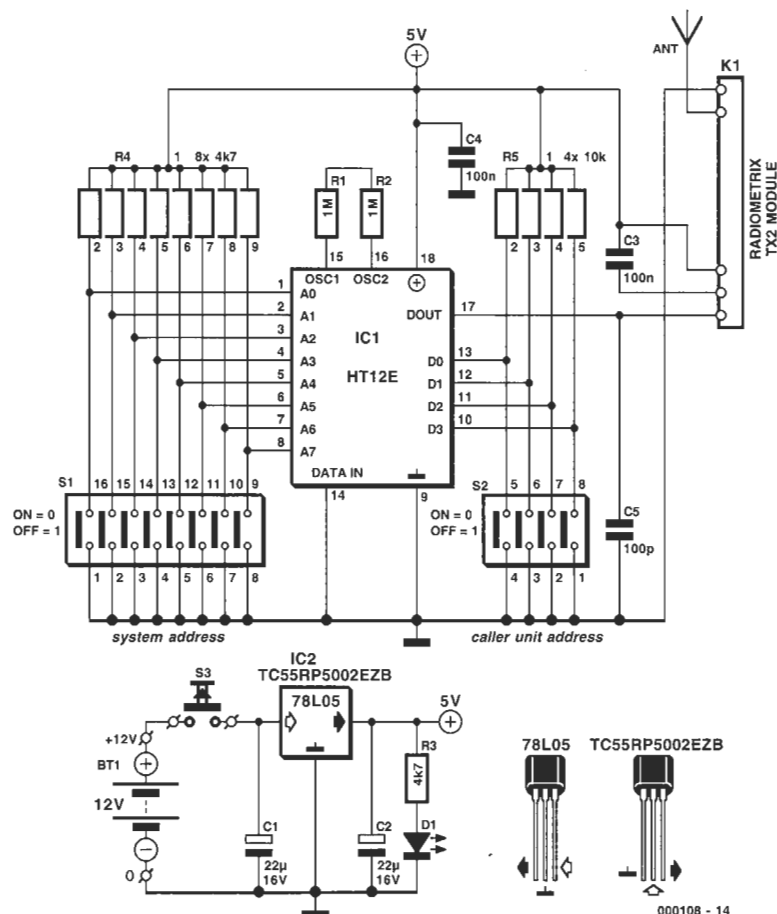


Figura 6. Esquema del circuito de la unidad de llamada. Se pueden usar hasta 16 unidades dentro de un simple sistema de direcciones.



Figura 7. Esquema del circuito de la unidad de central receptora.

**Tabla 2. Algunos valores de resistencia externa para codificador y decodificador.**

HT-12E (codificador)		HT-12D (decodificador)	
R	F <sub>OSC</sub>	R	F <sub>OSC</sub>
1,1 M	3 kHz	62 k	150 kHz
750 k	4,3 kHz	33 k	240 kHz

Quando la dirección recibida se corresponde con la dirección predefinida del decodificador, la salida de transmisión válida (VT) pasa a nivel alto y los 4 bits de datos son almacenados en los pines de salida de datos. Se utiliza un esquema de comprobación triple para verificar la fiabilidad de la recepción de datos (Figura 4b). La salida VT permanece alta hasta que el código correcto no se reciba más. La dirección predefinida para el codificador se determina por los niveles lógicos en los pines 1-8 para A0-A7. Los datos almacenados aparecen en los pines de salida 10-13. Los datos serie entran en el pin 14. La resistencia externa del oscilador se conecta entre los pines 15 y 16, mientras que el pin 17 es la salida indicadora de transmisión válida (VT). Las resistencias externas requeridas en los pines OSC del HT12D/E son del 1% de tolerancia. La **Tabla 2** nos da los valores de resistencia para

frecuencias de reloj de 3 KHz y 4,3 KHz,  $F_{osc}$  (en el circuito que nos atañe,  $F_{osc} = 3 \text{ KHz}$ ). Para otras frecuencias, debe consultar las hojas de características del fabricante.

### Circuito de la unidad de llamada

La **Figura 6** nos muestra el diagrama del circuito transmisor. El codificador HT-12E convierte una dirección de 8 bit (sistema de dirección configurado por medio de un bloque de microrruptores S1) y 4 bit de datos (dirección de la unidad que llama configurada por medio del bloque de micro-switches S2) en datos serie. Los datos de salida serie son sacados

a través del pin Dout, pin 17. La entrada TE (habilitación de transmisión, pin 14) está fijada de forma permanente a nivel bajo para habilitar la transmisión de datos.

Los datos serie generados por el codificador HT-12E aparecen en el pin 5 del módulo transmisor de radio TX2, el cual está enchufado o soldado al conector K1. La señal del transmisor aparece en el pin 2 del módulo TX2 y se radia por una antena.

La tensión de alimentación de la unidad de llamada es una pila alcalina de 12 V tipo N (10 mm de diámetro y 28 mm de longitud y capacidad 33 mAh). La tensión se regula a +5 V por medio de un regulador de baja potencia y baja caída de tensión modelo TC55RP5002EZB de Telcom. Como alternativa se puede utilizar un 7805, pero es diferente del integrado de Telcom, que no permitirá que la tensión caiga por debajo de 5,5 V

### LISTADO DE COMPONENTES

#### Unidad de llamada(TX)

### Resistencias:

R1, R2 = 1M 1%  
R3 = 4k7  
R4 = SIL array, 8-R, 10k  
R5 = SIL array, 4-R, 10k

**Condensadores:**

C1,C2 = 22 $\mu$ F 16V radial  
C3,C4 = 100nF, 5mm separaci3n  
de pines  
C5 = 100pF

### Semiconductores:

DI = LED, alta eficiencia  
IC1 = HT-12E (Holtek), RS  
Componentes # 854-100, Maplin  
# AE17T, Conrad # 175420  
IC2 = TC55RP5002EZB, RS  
Componentes # 207-0045

**Varios:**

K1 = módulo transmisor,  
RadioMetrix tipo TX2, Farnell #  
722-4930 (418 MHz) o 722-4953  
(433 MHz)\*  
S1 = 8-R DIP switch  
S2 = 4-R DIP switch  
S3 = pulsador de contacto simple  
Antena, ver texto  
BT1 = 12 V batería tamaño (L1028)  
PCB, código de pedido **000108-I**  
(Ver página de Servicio de  
Lectores)  
Caja ABS, tamaño 124 x 33 x 30  
mm, Maplin # FT31J



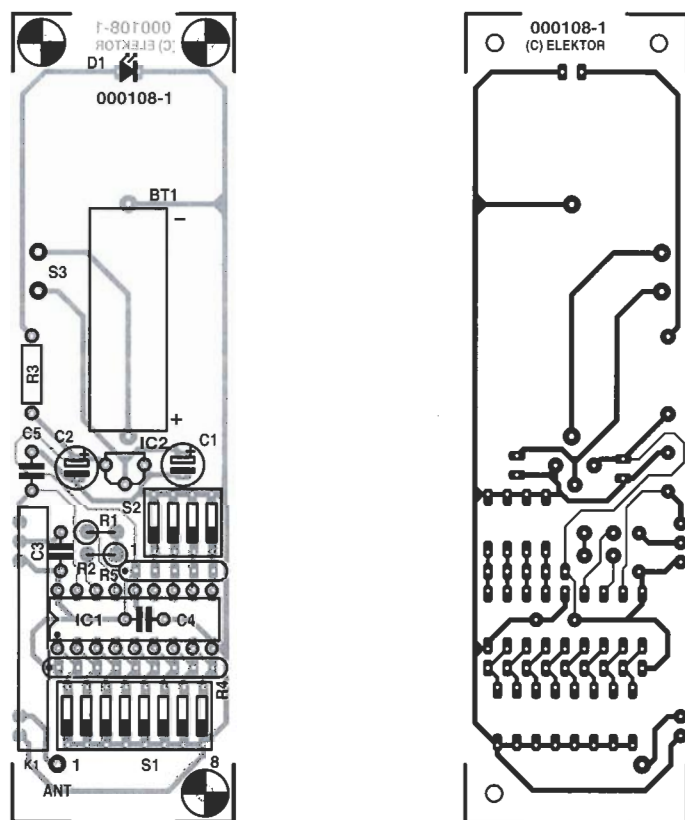


Figura 8. Placa de pistas y montaje de componentes en la placa del llamador (placa disponible en el Servicio de Lectores).

antes de que el transmisor quede inoperativo. También debemos notar la diferencia entre los pines de ambos reguladores. S3 es un pulsador que actúa como un interruptor, si no lo accionamos, no aplicamos tensión al circuito. Por el contrario, si lo accionamos, la unidad de llamada transmitirá el código. Esta configuración

permite prolongar la vida de la batería. Durante la transmisión, el consumo de corriente es de 15 mA. Un cálculo indica que una batería de tipo N puede tener una vida de 2,3 horas transmitiendo datos. Asumiendo que el tiempo de activación del interruptor es de 1 s de media, la batería permitirá al menos 2.300 llamadas.

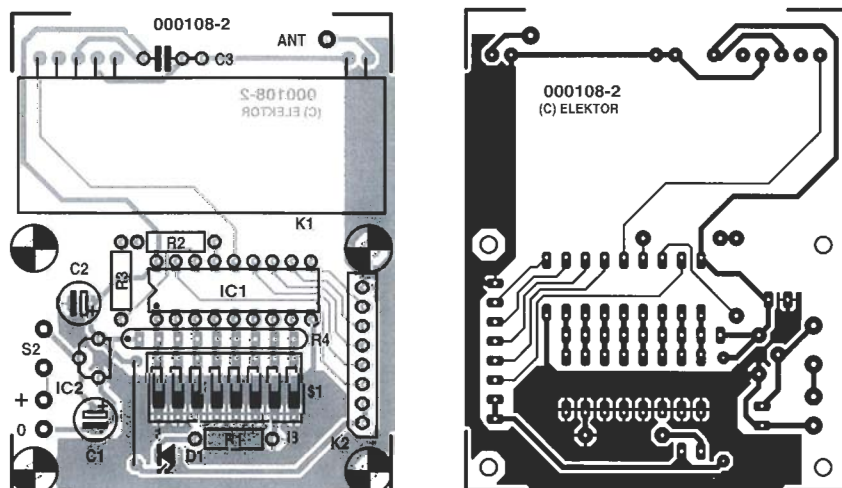


Figura 9. Placa de pistas y montaje de componentes en la placa del receptor (placa disponible en el Servicio de Lectores).

## Circuito de la unidad receptora

La **Figura 7** nos presenta el esquema del circuito de la central receptora. La señal de radio frecuencia es captada por una antena y sacada al pin 1 del módulo receptor RX2. La señal demodulada se saca a través del pin 7 y se deja en el decodificador a través del pin 7 del conector K1.

El decodificador HT-12D es un chip decodificador que recibe los datos serie en el pin 14, comprueba los errores y saca los datos recibidos si es una transmisión válida. Los primeros ocho bits son tratados como bits de dirección y deben corresponder a la dirección prefijada del decodificador (establecer por el array de micro-switches S1). Si las dos direcciones son iguales, los siguientes cuatro bits de datos con comparados con los últimos datos almacenados. Si los datos coinciden tres veces, la salida de validación de la transmisión (pin 17) pasará a nivel alto. Si no es así, V1 permanecerá bajo.

La tensión de alimentación se regula a +5 V por medio de un regulador de baja potencia y baja caída de tensión TC55RP500. Alternativamente se puede utilizar un 78L05.

### LISTADO DE COMPONENTES Unidad receptor (RX)

#### Resistencias:

- R1 = 4k7
- R2 = 56k 1%
- R3 = 5k6 1%
- R4 = 8-R SIL array, 4k7

#### Condensadores:

- C1, C2 = 22µF 16V radial
- C3 = 100nF

#### Semiconductores:

- D1 = LED, alta eficiencia
- IC1 = HT-12D (Holttek), RS Componentes # 854-116, Maplin # AE18U, Conrad # 174351
- IC2 = TC55RP5002EZB, RS Componentes # 207-0045

#### Varios:

- K1 = módulo receptor, RadioMetrix type RX2, Farnell # 722-4941 (418 MHz) o 722-4965 (433 MHz)\*
- K2 = 8-vías SIL conector
- S1 = 8-switches DIP
- S2 = interruptor on/off
- Antena, ver texto
- Caja ABS, tamaño 125 x 62 x 38 mm, Maplin # BZ73Q
- PCB, código de pedido **000108-2** (ver página Servicio de Lectores)
- Disco, software del proyecto, código de pedido **00108-11** (Ver página Servicio de Lectores)

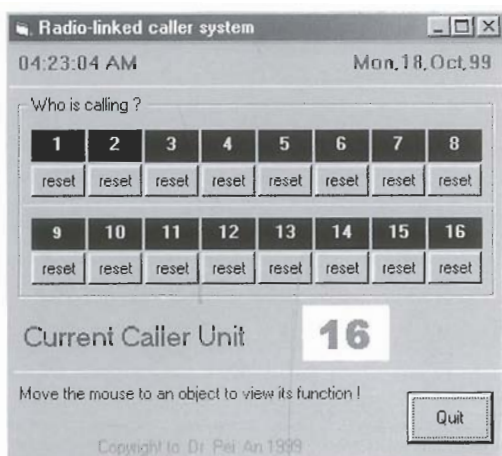


Figura 10. Pantalla del software de la central de llamada que corre bajo Windows.

Se usan las líneas de estado de la impresora en un puerto Centronics para leer datos hacia el ordenador. Los cuatro datos de salida desde el HT-12D (D0-D3) y la salida VT (transmisión válida) están conectados a las cinco líneas de entrada (bits 3-7) del estado del puerto. En la Referencia [3] puede encontrar más detalles del puerto Centronics y sus aplicaciones.

Debido a que el receptor tiene que estar activado todo el tiempo para recibir llamadas de las unidades de llamada, se alimenta por medio

de un pequeño adaptador con una salida de tensión no regulada entre 6 y 10 V de continua.

## Construcción

El módulo de llamada y el receptor están contruidos sobre simples placas de circuito impreso (**Figuras 8 y 9**). La antena helicoidal del receptor está contruida utilizando un trozo de cable de cobre (ver Figura 3 para detalles de contrucción).

La lista de componentes sugiere cajas de plástico (ABS) para utilizar por las unidades de transmisión y recepción. Esas cajas pormiten el paso de cualquier señal RF, por lo que se pueden incorporar antenas a las mismas. Si las placas están montadas sobre cajas metálicas, las antenas no deberían estar dentro. En la mayoría de los casos, dejaremos la antena de látigo de cuarto de onda como la única opción viable.

La construcción del módulo de llamada y receptor es más bien sencilla. Después de soldar todos los componentes sobre las placas de circuito impreso, configuraremos los micro-inte-

ruptores DIP y el sistema estará listo para trabajar. Realmente, la única cosa que tenemos que hacer con cuidado es el montaje de los reguladores de tensión, ya sea el 78L05 o el TC55RP500, ya que tienen **diferentes pines**. No hay que realizar ajustes de ningún tipo en ninguno de los dos módulos. En las **Figuras 11 y 12** podemos ver las fotografías de los prototipos.

## Software excitador

El receptor está unido a programas que corren en un PC. El software de este programa está escrito en Visual Basic 5. Los lectores deberían tener un pequeño conocimiento del puerto Centronics para poder entender la descripción del software.

Del bit 3 al bit 7 del puerto de estado lee datos del decodificador. El bit 7 está conectado a la salida VT del decodificador. Cuando no se recibe transmisión, VT permanece a nivel bajo. Cuando una de las unidades de llamada se activa y se recibe una transmisión de datos válida, VT pasa a nivel alto. Permanece en este estado hasta que la unidad de lla-

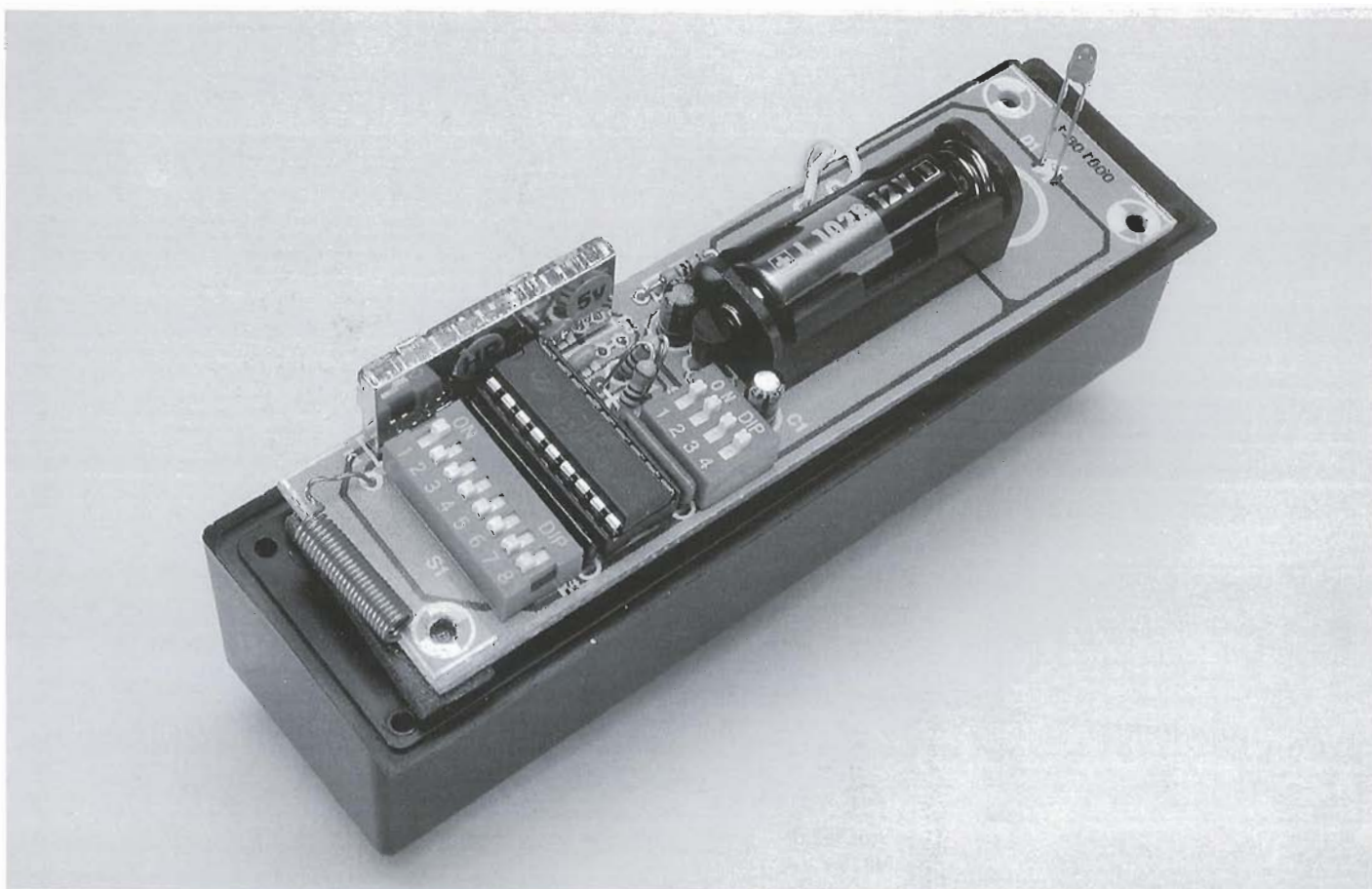


Figura 11. Placa completa del llamador.



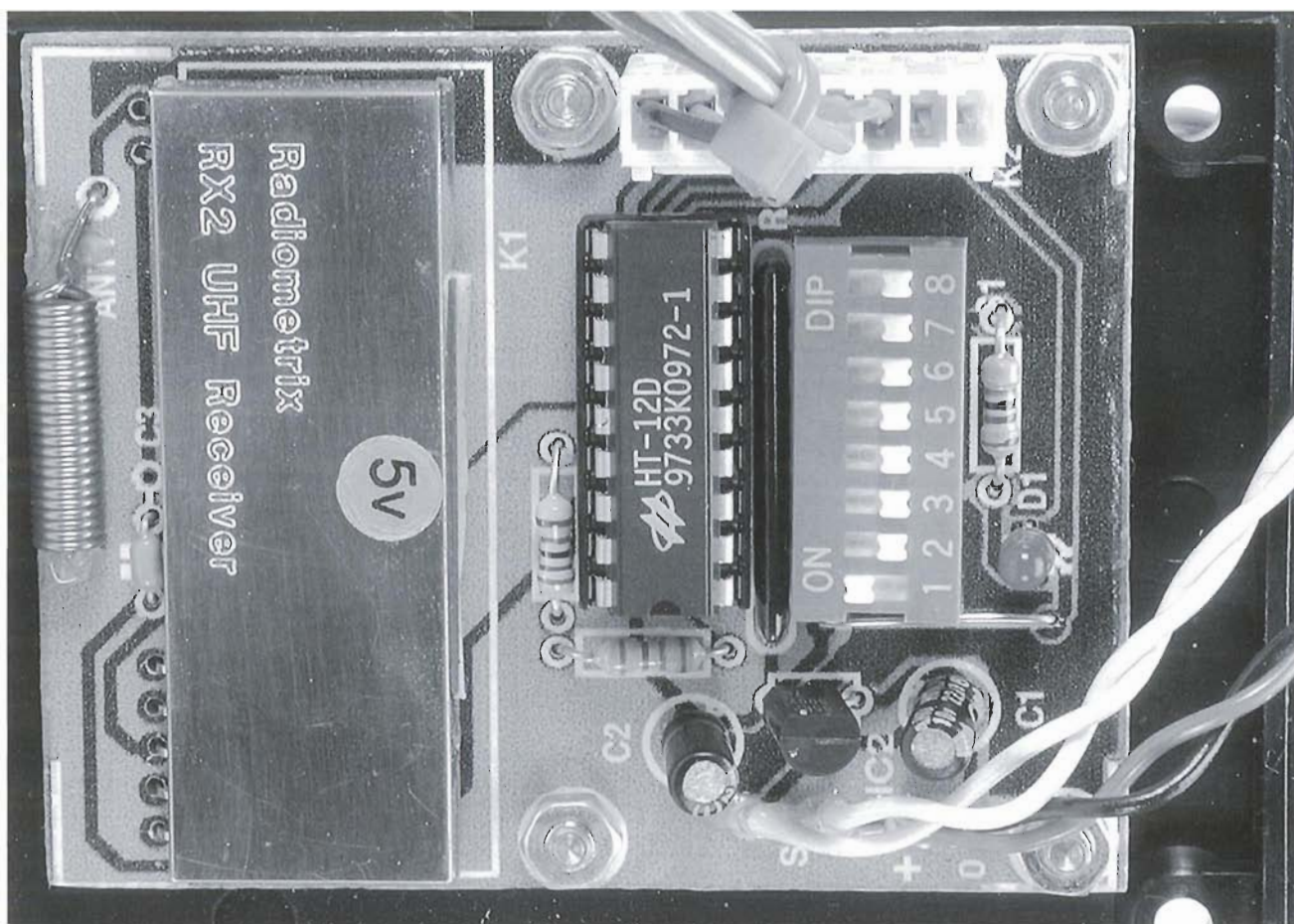


Figura 12. Placa completa del receptor.

mada no se active durante más tiempo. Por lo tanto, la comprobación de esta línea se hace a intervalos regulares y de esta forma el ordenador comprobará si se ha activado una unidad de llamada. Después, el ordenador lee los datos A0-A3 en los pines 3-6 del puerto de estado. A0-A3 son los bits de dirección de la unidad de llamada que se ha activado más recientemente.

El funcionamiento del software se ilustra en la **Figura 10**. En la pantalla hay 16 cajas y cada una corresponde a una unidad de llamada (están numeradas de 1 a 16). Si una unidad de llamada no se ha activado nunca está en negro, si, por el contrario, se ha activado, la caja pasa a rojo, indicando que hay una llamada de la unidad de llamada. Si pulsamos el botón de Reset colocado en la parte inferior de cada caja volverá a pasar a negro. La dirección de la última unidad de llamada se muestra en pantalla.

Es sabido que VB5 no está habilitado para leer datos directamente del puerto hardware. Por lo tanto, se utiliza una DLL de I/O para poder hacer dicha operación. La librería DLL se

llama iosys.dll y está escrita en Visual C. La función de I/O (inport) debería ser declarada en el primer módulo Callersys.bas, después se puede llamar desde cualquier otro sitio del programa. Esta DLL junto con todo el software del proyecto está disponible en el disco con código de pedido **000108-11**. También se puede descargar todo el software del proyecto de forma gratuita de nuestra página web <http://www.elektor-electronics.co.uk>.

(000108-1)

#### Reconocimiento

El autor agradece la ayuda recibida de Radiometrix Ltd.

#### Referencias

1. Hojas de características para TX2 y RX2, disponible en Radiometrix Ltd. Tel. (+44) (0)1814 281220. Website: <http://www.radiometrix.co.uk>
2. Hojas de características HT-12 de Holtek. Website: <http://www.holtek.com.tw>
3. Interface PC – Usando Centronics, RS232 y puertos de juegos, Pei An, Newnes, Butterworth-Heinemann, 1998, ISBN 024 0514 483

## Contenido de los discos 000183-11a/b/c/

### Disco 000108-11a

AsycFilt.dll  
Contents.txt  
Copyright.txt  
MSVBVM50.dll  
OlePro32.dll  
Setup.exe  
Setup.lst  
setup1.ex\_  
St5unst.ex\_  
StdOle2.tl\_  
VB5StKit.dl\_

### Disco 000108-11b

AsycFilt.dll2  
ComCat.dl\_  
Contents.txt  
Copyright.txt  
Ctl3d32.dl\_  
iosys.dl\_  
MSJet35.dl\_  
MSJInt35.dl\_  
MSJtEr35.dl\_  
MSVCRT40.dl\_  
VB5DB.dll  
VBAJet32.dl\_

### Disco 000108-11c

Callersys.ex\_  
Contents.txt  
Copyright.txt  
Dao350.dl\_  
MSRD2x35.dl\_  
MsRepl35.dl\_  
ODBCJ132.dl\_  
ODBCJt32.dl\_  
ODBCTL32.dl\_  
OleAut32.dl\_  
VB5DB.dl2



### CONDICIONES GENERALES

Los circuitos impresos, carátulas autoadhesivas, ROMs, PALs, GALs, microcontroladores y disquetes que aparecen en las páginas de ELEKTOR se encuentran a disposición de los lectores que lo requieran. Para solicitarlos es necesario utilizar el cupón de pedido que se encuentra en las páginas anexas.

Este mismo cupón también puede utilizarse para efectuar pedidos de los libros de la colección de ELEKTOR (en versión original inglesa).

- Los ítems marcados con un asterisco (\*) tienen una vigencia limitada y su disponibilidad solo puede garantizarse durante un cierto período de tiempo.

- Los ítems que no se encuentran en esta lista no están disponibles.

- Los diseños de circuitos impresos se encuentran en las páginas centrales de la Revista. En ocasiones y por limitación de espacio no se garantiza la publicación de todos los circuitos. En estos casos los lectores interesados pueden solicitar los diseños, utilizando el mismo cupón de pedido y les serán enviados a su domicilio contra reembolso de 500 pts. (incluidos gastos de envío).

- Los EPROMs, GALs, PALs, (E)PLDs, PICs y otros microcontroladores se suministrarán ya programados.

Los precios y las descripciones de los diferentes productos están sujetos a cambios. La editorial se reserva el derecho de modificar los precios sin necesidad de notificación previa. Los precios y las descripciones incluidas en la presente edición anulan los publicados en los anteriores números de la Revista.

### FORMA DE ENVÍO

Los pedidos serán enviados por correo a la dirección indicada en el cupón de las páginas anexas. Además los lectores pueden formular pedidos por teléfono llamando al número (91) 3273797 de lunes a viernes en horario de 9,30 a 14 h y de 16 a 19 h. Fuera de este horario existe un contestador telefónico preparado para recoger las demandas. Los gastos de envío serán abonados por el comprador, tal como se indica en el cupón.

### FORMA DE PAGO

Todos los pedidos deberán venir acompañados por el pago, que incluirá los gastos de envío, tal como se indicó anteriormente.

El pago puede realizarse mediante cheque conformado de cualquier banco residente en territorio español, giro postal anticipado, tarjeta VISA (en este caso debe indicarse la fecha de caducidad, domicilio del propietario de la tarjeta y firma del mismo).

Nunca se deberá enviar dinero en metálico con el pedido. Los cheques y los giros postales deben ser nominativos a la orden de VIDELEC S.L.

### SUSCRIPCIONES A LA REVISTA Y EJEMPLARES ATRASADOS

Las suscripciones o pedido de números atrasados, si se encuentran disponibles, se realizarán a LARPRESS, Plaza República del Ecuador 2. 1º. 28016 Madrid.

Los precios de ejemplares atrasados son de 600 pts más gastos de envío.

### COMPONENTES UTILIZADOS EN LOS PROYECTOS

Todos los componentes utilizados en los proyectos ofrecidos en las páginas de la Revista se encuentran generalmente disponibles en cualquier establecimiento especializado o a través de los anunciantes de este ejemplar. Si existiera alguna dificultad especial con la obtención de alguna de las partes, se indicará la fuente de suministro en el mismo artículo. Lógicamente los proveedores indicados no son exclusivos y cualquier lector podrá optar por su suministrador habitual.

### CONDICIONES GENERALES DE VENTA

**Plazo de entrega:** El plazo normal será de 2-3 semanas desde la recepción del pedido. No obstante no podemos garantizar el cumplimiento de este periodo para la totalidad de los pedidos.

**Devoluciones:** Aquellos envíos que se encuentren defectuosos o con la falta de alguno de los componentes podrán ser devueltos para su reposición, solicitando previamente nuestro consentimiento mediante llamada telefónica al número (91) 3273797 en horario de oficina. En este caso la persona que llame recibirá un número de devolución que deberá hacer constar al devolver el material en un lugar bien visible. En este caso correrá por nuestra cuenta el gasto de envío de la devolución, debiéndolo hacer así constar el remitente en su oficina postal. A continuación se le enviará nuevamente el pedido solicitado sin ningún gasto para el solicitante.

En el caso de que la devolución se realice por otra causa ajena a la revista, sólo se admitirá si el material devuelto se encuentra en perfectas condiciones para ser vendido de nuevo. En este caso al remitente le será devuelto el importe previamente enviado, reteniendo un 10 % del precio para cubrir los gastos de manipulación y embalaje.

En cualquiera de los casos anteriores, solo se admitirán las devoluciones en un plazo de tiempo de 14 días contados a partir de la fecha de envío del pedido.

**Patentes:** Algunos de los circuitos o proyectos publicados pueden estar protegidos mediante patente, tanto en la Revista como en los libros técnicos. La editorial LARPRESS no aceptará ninguna responsabilidad derivada de la utilización inadecuada de tales proyectos o circuitos para fines distintos de los meramente personales.

**Copyright:** Todos los dibujos, fotografías, artículos, circuitos impresos, circuitos integrados programados, disquetes y cualquier otro tipo de software publicados en libros y revistas están protegidos por un Copyright y no pueden ser reproducidos o transmitidos, en parte o en su totalidad, en ninguna forma ni por ningún medio, incluyendo fotocopiado o grabación de datos, sin el permiso previo por escrito de Editorial LARPRESS.

No obstante, los diseños de circuitos impresos si pueden ser utilizados para uso personal y privado, sin necesidad de obtener un permiso previo.

**Limitación de responsabilidad:** Todos los materiales suministrados a los lectores cumplen la Normativa Internacional en cuanto a seguridad de componentes electrónicos y deberán ser utilizados y manipulados según las reglas universalmente aceptadas para este tipo de productos. Por tanto ni la editorial LARPRESS, ni la empresa suministradora de los materiales a los lectores se hacen responsables de ningún daño producido por la inadecuada manipulación de los materiales enviados.

### CONSULTORIO TÉCNICO

Existe un Consultorio técnico telefónico gratuito a disposición de todos los lectores. Este servicio se presta todos los lunes y martes laborables en horario de 17 a 19 h.

El número de teléfono para consultas es el (91) 375 61 41.

Código  
Precio  
(Pesetas)

### E224 ENERO 1999

**Regulador de luz de 32 canales controlado por PC:**

- Sólo PCB
- Disco, PC control programa
- Disco, source code file
- Sólo AT90S23

980076-1	3.785
986025-1	2.607
986033-1	1.682
986524-1	4.457

**Generador de señal RF:**

- Set: 4 PCBs + 986515-1
- Sólo PCB, VFO/PLL
- Sólo PCB attenuator
- Sólo PCB, control
- Sólo PCB, power supply
- AT89C51 sólo

986053-C	22.118
986053-1	4.205
980052-2	3.700
980053-3	4.794
980053-4	4.037
986515-1	7.485

**Anemómetro**

No disponible

### E225 FEBRERO 1999

**Medidor de conductancia:**

- PCB

980104-1	3.448
----------	-------

**Sistema doméstico de alarma:**

- Disk source code files
- PCB
- Sólo PIC 16F84

986028-1	2.355
980091-1	2.439
986519-1	5.719

**Generador multitrans:**

- Sólo XC9536 CPLD
- Disk source code files
- PCB

986520-1	5.046
986029-1	2.355
980095-1	1.850

### E226 MARZO 1999

**Servicio de lanzadera para modelismo de trenes:**

- PCB

980080-1	1.682
----------	-------

**Registrador de datos para DMM:**

- SET: PCB + 986522-1
- PCB
- EPROM

990024-C	3.322
990024-1	1.934
986522-1	1.682

**Receptor general de cobertura:**

- PIC16F84
- SET: PCB + 986517-1
- PCB

986517-1	3.196
980084-C	5.719
980084-1	2.817

**Reproductor de ficheros Wave:**

- PCB
- Disk, source code files
- AT90S2313

980015-1	1.598
996006-1	841
996505-1	2.313

### E227 ABRIL 1999

**Prueba de circuitos con diente de sierra**

990032-1	3.364
----------	-------

**Generador de ruido**

990014-1	2.944
----------	-------

**Sistema de evaluación de microcontroladores SX (2):**

- PCB
- PCB
- AT89C2051
- Set: 2 PCBs (-1 + -2) + 996506-1
- Disk

990018-1	2.439
980018-2	4.289
986506-1	6.644
980018-C	15.727
996007-1	3.953

**Titan 2000:**

- Set 3 PCS
- PCB
- PCB
- PCB

990001-C	14.929
990001-1	9.862
990001-3	2.262
990001-2	1.990

**Aparato de prueba para pantallas VGA:**

- Set PCB + 996507-1
- EPM7064
- PCB

990022-C	13.029
996501-1	9.591
990022-1	3.981

### E228 MAYO 1999

**Sistema de evaluación para SAB80C166 (II)**

- GAL
- PCB
- EPROM (L)
- EPROM (H)
- disco, monitor/GAL listing

996508-1	1.934
990028-1	6.307
996509-1	2.392
996509-2	2.775
996009-1	1.682

**Buscador de luz**

- PCB

990035-1	2.771
----------	-------

**Comprobador de Servos**

- ST62T65
- PCB
- disk, source code file

996507-1	9.503
990030-1	3.448
996008-1	2.775

### E229 JUNIO 1999

**Control para ventiladores:**

- PCB

990041-1	4.162
----------	-------

**Cargador de baterías de plomo-ácido estancas (SLA):**

- PCB

990037-1	1.086
----------	-------

### E230 JULIO 1999

**Sistema de desarrollo para el 68HC11F1:**

- disco, M11 software
- PCB
- Set: PCB + 996005-1

996005-1	4.669
990042-1	4.371
990042-C	6.876

**DYC: del vinilo al compact disk:**

- PCB

990048-1	4.826
----------	-------

**Modelo de vía de tren controlado por PC: EEDTS Pro:**

- PCB
- 68HC705 (programmed)

980085-1	2.732
986518-1	12.475





	Código	Precio (Pesetas)
<b>Placa transformadora:</b>		
- PCB	000001-1	2.792
<b>E238 MARZO 2000</b>		
<b>Convertidor de banda de 2 metros:</b>		
- PCB	000013-1	3.868
<b>BASIC 537:</b>		
- Disk, terminal emulator and sample programs	996029-1	3.471
- EPROM (programmed)	996532-1	4.166
<b>Control remoto por infrarrojos:</b>		
- PCB	990075-1	3.967
<b>Amplificador de audio de potencia en un circuito impreso:</b>		
- PCB	000004-1	2.975
<b>Caja de parámetros para programas MIDI:</b>		
- Set: PCB + 996037-1 + 996521-1	990087-C	9.323
- PIC16F84, programmed	996521-1	4.850
- Disk, PIC source code file and hex-code	996037-1	1.984
- PCB	990087-1	3.769
<b>E239 ABRIL 2000</b>		
<b>Control de volumen digital:</b>		
- disk, source code listing	990080-11	1.995
- PCB	990080-1	5.088
- EPROM 27C256 (programmed)	006506-1	2.793
<b>Receptor de onda media miniatura:</b>		
- PCB	000034-1	2.993
<b>Regulador de carga solar:</b>		
- PCB	000019-1	2.993
<b>Medidas de temperatura con un DS1621</b>		
- Disk, project software	996027-1	1.995
<b>E240 MAYO 2000</b>		
<b>Estimulador de músculos de bajo impacto:</b>		
- Disk: source and hex code	000041-11	2.250
- AT89C2051, programmed	000041-41	5.248
- PCB	000041-1	3.734
<b>Puerto paralelo universal de entrada/salida para PCs:</b>		
- Set: PCB + 002011-11	002011-C	7.165
- Disk: all project software	002011-11	2.018
- PCB	002011-1	5.853
<b>E241 JUNIO 2000</b>		
<b>Teclado de funciones especiales:</b>		
- PCB	002006-1	4.207
- ST62T60(programmed)	002006-41	8.199
- PCB y 002006-41	002006-C	11.651
<b>Sistema de invención robótico de Lego (2):</b>		
- PCB	000040-1	2.158
<b>Medidas mediante Word y Excel:</b>		
- Disk, Word template and .DLL	000053-11	2.158
<b>Mezclador MIDI:</b>		
- PCB	000021-1	3.992
- Disk, AT90S source code files	996038-1	3.560
- 2 x AT90S2313 (a+b), programmed	996531-1	13.053
<b>Temporizador de reposo RC5:</b>		
- Disk, PIC source code files	000026-11	2.158
- PIC16F84, programmed	000026-41	5.286
<b>Pantalla táctil:</b>		
- Disk, PIC source code & executable	000055-11	2.158
<b>E242 JULIO 2000</b>		
<b>Cerradura inteligente para puertas:</b>		
- AT89C52-12PC, programmed	000051-41	2.092
- Disk, AT89C52 source code file	000051-11	1.073
- PCB	000051-1	2.127
<b>Lector de tarjetas magnéticas:</b>		
- PCB	000054-1	1.341
- AT89C2051-12PC, programmed	000054-41	2.092
- Disk, all project software	000054-11	1.073
- Set: PCB + 000054-11 + 000054-41	000054-C	4.023
<b>Espeja de un hilo:</b>		
- PIC16F84 (programmed)	000048-41	2.951
- PIC16C54 (programmed)	000048-42	2.361
- Disk, all project software	000048-11	1.073
<b>Interfaz del PC para el Bus CAN:</b>		
- PCB	000039-1	2.575
- Disk, all project software	006004-1	1.619
<b>E243 AGOSTO 2000</b>		
<b>Puerto de I/O de 8 bits:</b>		
- PCB	994077-1	1.624
<b>Adaptador para SB Live! Player 1024:</b>		
- PCB	004085-1	1.479
<b>Ploteando curvas con HP-GL/2:</b>		
- Disk, project software	006005-1	1.776
<b>Implementación del bus I<sup>2</sup> C:</b>		
- Disk, project software	006006-1	1.015
- BASIC interpreter in EPROM	006505-1	1.421
<b>E244 SEPTIEMBRE 2000</b>		
<b>Tensión de alimentación simétrica:</b>		
- PCB	004064-1	1.979

	Código	Precio (Pesetas)
<b>Lámpara de LED blanco:</b>		
- PCB	004024-1	1.421
<b>E245 OCTUBRE 2000</b>		
<b>Modelo digital Märklin para control remoto de trenes:</b>		
- Set: PCB + 996016-1	000066-C	7.684
- PCB	000066-1	4.454
- Project disk	996016-1	3.898
<b>Interfaz USB:</b>		
- Project disk	000079-11	2.227
- PCB	000079-1	2.450
- Set: PCB + 000079-11 + 000079-41	000079-C	8.130
- CY7C63001ACP (programmed)	000079-41	3.118
<b>E246 NOVIEMBRE 2000</b>		
<b>Salida S/PDIF:</b>		
- PCB	000131-1	4.364
<b>E247 DICIEMBRE 2000</b>		
<b>e-KEY: Sistema de acceso seguro:</b>		
- PCB	000089-1	4.388
- disk, source code files	000089-11	2.925
- AT90S1200, programmed	000089-41	4.726
<b>Cámara sobre Tren de Modelismo:</b>		
- PCB	000129-1	2.813
<b>(GBDSO) Osciloscopio de muestreo digital en pantalla de consola Gameboy:</b>		
- PCB	990082-1	3.713
- disk, DSO Grab and Mathcad demo appl.	996035-1	3.826
- EPROM AT27S256 (PLCC44), programmed	996528-1	6.301
- Set: PCB + 996035-1 + 996528-1	990082-C	12.377
<b>TV PAL Generador de imagen patrón:</b>		
- EPM7064, programmed	990084-31	11.365
<b>Receptor de Onda Corta (OC) Regenerativo:</b>		
- PCB	990112-1	4.276
<b>Diseño de periféricos (I):</b>		
- Set: PCB + 000074-11	000074-C	4.501
- PCB	000074-1	2.926
- Project software	000074-11	2.251
<b>E248 ENERO 2001</b>		
<b>CAN Adapter for ISA Bus:</b>		
- PCB	000071-1	10.800
- Project disk	000071-11	2.204
- PCB + project disk	000071-C	12.232
<b>USB Audio-DAC:</b>		
- PCB	000169-1	3.857
<b>E249 FEBRERO 2001</b>		
<b>Convertidor de sonido a luz PLUS:</b>		
- PCB	000107-1	8.550
- Project disk	000107-11	2.111
- PIC16F84, programmed	000107-41	5.172
<b>E250 MARZO 2001</b>		
<b>Decodificadores de control remoto RC5:</b>		
- PCB	000081-1	2.956
- Disk, project software	000081-11	2.111
- AT90S2343, programmed	000081-41	5.172
<b>Emulador para la memoria EPROM 27C256 :</b>		
- PCB	000153-1	7.811
- AT89C2051, programmed	000153-41	4.127
- Disk, project software	000153-11	2.111
- PCB + AT89C2051 + disk	000153-C	12.667
<b>GBBP - Placa de prototipo para Gameboy:</b>		
- PCB	000151-1	8.234
<b>Sistema de identificación de llamada vía radio:</b>		
- PCB, caller unit	000108-1	3.378
- PCB, central receiver	000108-2	3.378
- 3 disk, project software	000108-11a/b/c	4.117
- 1 caller PCB + 1 receiver PCB + disk set	000108-C	9.395
<b>Modulador de anchura de pulsos:</b>		
- Disk, GAL listing	000123-11	2.111



Controlador de velocidad modular para modelismo R/C

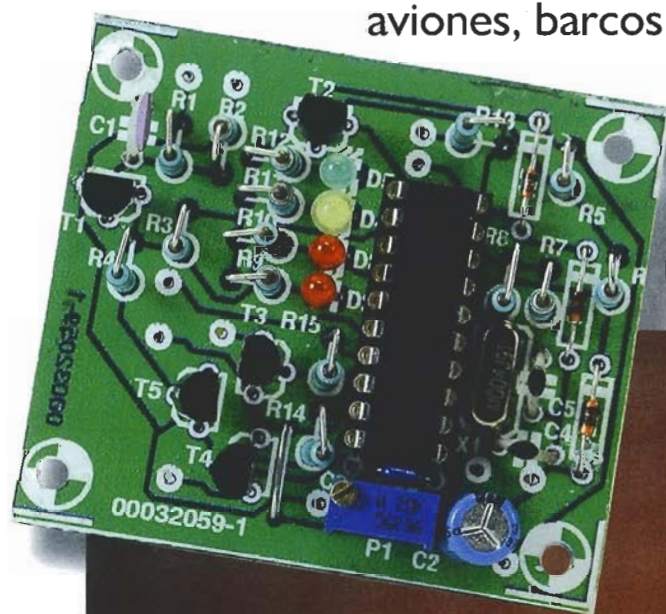
# Doble controlador de velocidad

parte I: recordatorio y control de velocidad

Diseñado por B. Stuurman

Hay un gran interés en los reguladores de velocidad para modelismo R/C y podemos afirmar que el controlador de velocidad Duet fija un nuevo estándar en esta área. Se trata de un sistema universal que puede utilizarse en todos los campos de la construcción de modelismo R/C, incluyendo aviones, barcos y coches alimentados eléctricamente. Una

característica importante es que casi todo es programable gracias a una interface RS-232, que permite unir el controlador con un PC.





El doble controlador de velocidad es un sistema modular. Su corazón inteligente está formado por la unidad de control de velocidad. Este circuito está basado en un microcontrolador y contiene las etapas de potencia de salida.

Sin embargo, éstas se construyen como unidades separadas, aunque gobernadas por el control de velocidad. Esta división de funciones es realmente bastante lógica. Después de todo, los pulsos procesados tienen poco en común con las excitaciones de los motores eléctricos de varias decenas de amperios.

Hay dos tipos de etapas de potencia para el doble control de velocidad. La unidad de potencia 1 está equipada con dos relés para la polaridad inversa de la etapa de salida, para excitar o cambiar a inverso. Esta unidad es perfecta para aplicaciones de modelismo con barcos y coches.

La unidad de potencia 2 está fijada con un 'FET freno'. Éste puede usarse para colapsar el propulsor de un planeador eléctrico. El principio en el que se basa es el siguiente: el motor está cortocircuitado por el FET freno, el cual produce un descenso rápido. Una vez que las r.p.m. (revoluciones por minuto) han bajado a un valor bastante bajo, la fuerza del aire contra las láminas del propulsor hace que se pare. Esto reduce considerablemente la resistencia al viento del avión. En principio, ambos tipos de etapa de potencia se usan con tensiones de alimentación entre 7,2 y 12 V, con una corriente máxima de 50 A. Sin embargo, los relés de la unidad de potencia 1 pueden entregar hasta 25 A, aunque no es una buena idea trabajar al límite. Las unidades de potencia 1 y 2 están unidas a un circuito eliminador de batería (BEC) que funciona a 5 V y puede entregar 1,5 A, lo cual permite que la tensión de batería pueda suprimirse.

Un aspecto particularmente interesante de este módulo es que se pueden conectar varias unidades de potencia con el controlador de velocidad. De esta forma, cada motor de un aeroplano multimotor podría disponer de su propia unidad de potencia embarcada, pudiéndose doblar la potencia disponible.

Las unidades de potencia disponen de optoacopladores digitales rápidos, los cuales permiten que pueda conectarse en paralelo varias unidades de potencia al mismo tiempo y la distancia al control de velocidad puede, en teoría, alcanzar varios metros.

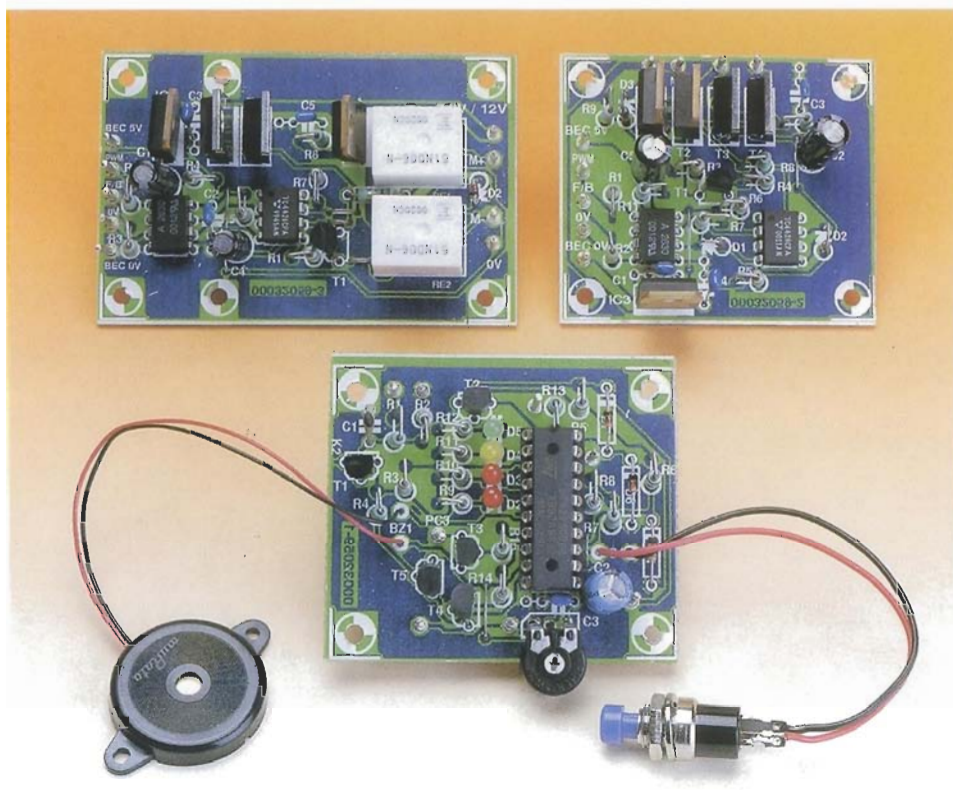


Figura 1. Una vista del doble controlador de velocidad. El control de velocidad está en primer término, con la unidad de potencia 1 a la izquierda y la 2 a la derecha.

## Tres puntos de temporización

'Los tres puntos de temporización' constituyen una parte esencial del concepto de control de velocidad.

Esto tiene que ver con la forma de unir el control de velocidad con el transmisor y, en particular, las tres posiciones específicas de la palanca de control.

Los tres puntos de temporización están basados en las tres posiciones de la palanca

## Especificaciones del control de velocidad

Tensión máxima:	6,5 V
Tensión mínima:	3,75 V
Corriente consumida:	10 mA (1 LED encendido, U=4,5 V)
Entrada:	
polaridad:	positiva
mínima duración de pulso:	0,5 ms
máxima duración de pulso:	2,7 ms
mínimo intervalo de repetición:	16,6 ms (60 Hz)
máximo intervalo de repetición:	28,6 ms (35 Hz)
Salidas:	
1: PWM:	ciclo positivo 0-100%
2: for/back:	I = reverse
adaptación del transmisor:	temporización inteligente de tres puntos
Programación:	usando un PC, a través de RS232
Protocolo:	19200, 7, n, 2
Opciones:	prácticamente todo es programable
BEC:	sí, a través de la unidad de alimentación; 5 V / 1,5 A
Corte:	sí, ajustable
Digital watchdog:	sí
Control de motor de planeo:	sí, approx. 0.7 s para 100%
Opción de parada única:	sí, usando el potenciómetro de ajuste



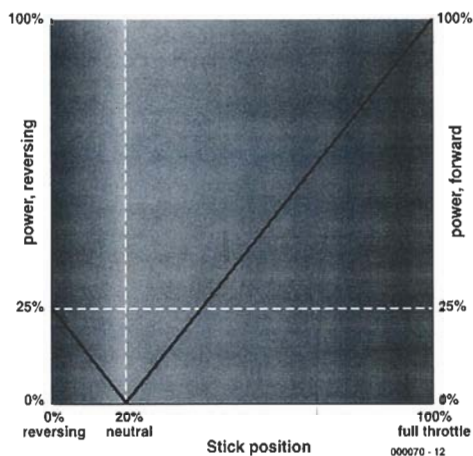


Figura 2. Ilustración de los tres puntos de temporización. Los máximos niveles de potencia hacia delante y hacia atrás dependen de la elección de la posición neutra. Las características de control están reflejadas en la línea vertical a través del punto neutro.

de control: marcha atrás (reverse), parado (neutral) y velocidad máxima (full throttle). La parada debe estar entre la marcha atrás y la velocidad máxima, pero también puede ser la misma que la marcha atrás.

En parado, como su propio nombre indica, está siempre parado. En 'full throttle' el motor está alimentado a la máxima potencia. En parado está colocado detrás de la marcha atrás, después de que el mando se coloca hacia el reverse, la salida 'for/back' se activa en primer lugar y después de que la energía se incrementa desde un 0 %.

En la unidad de potencia 1, la señal 'for/back' se utiliza para activar el relé, mientras la unidad de potencia 2 se emplea para controlar el 'FET de freno' y bloquear el motor.

Podemos ilustrar la versatilidad del receptor con el transmisor activado. La temporización de la marcha atrás, parado y velocidad máxima se produce de la siguiente manera: si el pulsador del control de velocidad se mantiene accionado mientras la alimentación está conectada, el microcontrolador entrará en el modo 'temporización' (bajo la condición de que el potenciómetro esté colocado en 'tiempo') y los tres LEDs 'max', 'med' y 'min' se iluminarán. La palanca de control ahora se puede configurar en la posición 'reverse'. Si se acciona el pulsador, la temporización de la posición 'reverse' se puede medir (se muestra iluminando el LED 'min').

Esto tarda un poco, porque muchas medidas se toman y después se promedian, de forma que aseguramos mantener el mando de control STEADY. Después del pitido, el mando de control puede moverse a la posición 'neutral'. Presionando el pulsador de nuevo produ-

ciremos la temporización de la posición 'neutral' que podemos medir observando la iluminación del LED 'medium'. Por último, podemos medir la temporización de velocidad máxima.

Las tres medidas de temporización se deben hacer siempre según la secuencia: 'reverse', 'neutral' y 'full throttle'.

El mando de control está en la parte inferior cuando hacemos la primera medida, esto es, la posición 'reverse'. Por otro lado, si está en la parte superior para la primera medida, entonces 'reverse' está en la parte superior.

Si el mando de control no se mueve entre las medidas de temporización 'reverse' y 'neutral', no hay 'reverse' (se programa una pequeña histeresis para la transición a reverse).

Una vez completados los tres puntos de medida de temporización, el controlador se resetea y entra en modo de funcionamiento 'normal'. Este modo comienza (siguiendo una inicialización) comprobando la relación entre las tres posiciones del mando. Si esto es válido, el control de velocidad no puede ir a ningún sitio y nos avisa de este hecho mediante pitidos.

### Ejemplo 1

Si el mando está hacia abajo significa parado y hacia arriba está a velocidad máxima (full throttle).

Primero colocaremos el trimmer al mínimo, porque no será usado. Seleccionaremos el 'modo timing'. Moveremos el mando a la parte inferior y mediremos la temporización 'reverse'. Dejaremos el mando en la parte inferior y mediremos la temporización 'neutral'. Ahora moveremos el mando a la parte superior y mediremos la temporización 'full throttle'. Con esto está hecho.

### Ejemplo 2

Si el mando está hacia abajo significa parado y hacia arriba está a velocidad máxima. El trimmer se utiliza para seleccionar forward/reverse o para conectar el FET de freno. Seleccionaremos el modo 'timing'. Moveremos el mando a la parte inferior y mediremos la temporización 'reverse'. Después situaremos el mando en la parte superior y mediremos la temporización 'neutral'. Por último, moveremos el mando a la parte superior y mediremos la temporización 'full throttle'.

### Ejemplo 3

Colocaremos el mando en la mitad, que se corresponde con la parada 'stop'. Moviéndolo hacia arriba tenemos 'full throttle' y hacia abajo 'reverse' (o activar el FET de frenado). Primero configuraremos el trimmer al mínimo, porque no lo utilizaremos. Seleccionaremos el modo 'timing'. Moveremos el mando a la parte inferior y mediremos la temporización 'reverse'. Después situaremos el mando en la parte central y mediremos la temporización 'neutral'. Por último, moveremos el mando a la parte superior y mediremos la temporización 'full throttle'.

### Nota:

La máxima potencia se obtiene siempre en gran parte del rango del movimiento del mando (ver Figura 2).

- Si la relación entre 'reverse', 'neutral' y full throttle no es válida (lo cual sucederá en el caso de que el control de velocidad esté accionado), las temporizaciones de los tres LEDs ('min', 'med', 'max') se iluminarán y la unidad sonará con fuerza.
- Si no hay pulsos cuando el control de velocidad esté encendido, el LED 'max' se iluminará y sonará una señal muy rápida.
- Si el mando de control no está en la posición 'neutral' cuando el control de velocidad esté encendido, el LED 'med' se iluminará y oiremos un pitido de forma lenta.

Durante los tres puntos del proceso de temporización, los intervalos de pausa se medirán para sumarse a las posiciones del mando de control. La repetición de los pulsos de los intervalos se computarán desde la medida de tiempos, los cuales son utilizados

La repetición de intervalos de pulsos se computan desde los tiempos de medida y la repetición máxima y mínima (normalmente será lo mismo). Se aplican pequeños márgenes a esos tiempos, los cuales se usan como valores límites para juzgar la validez de la señal recibida. Si el intervalo de repetición se desvía de la medida y del valor calculado más del 3 %, el pulso no podrá pasar, o durante su funcionamiento se considera como error. Esto es necesario para llevar el proceso de temporización para cada instalación R/C.

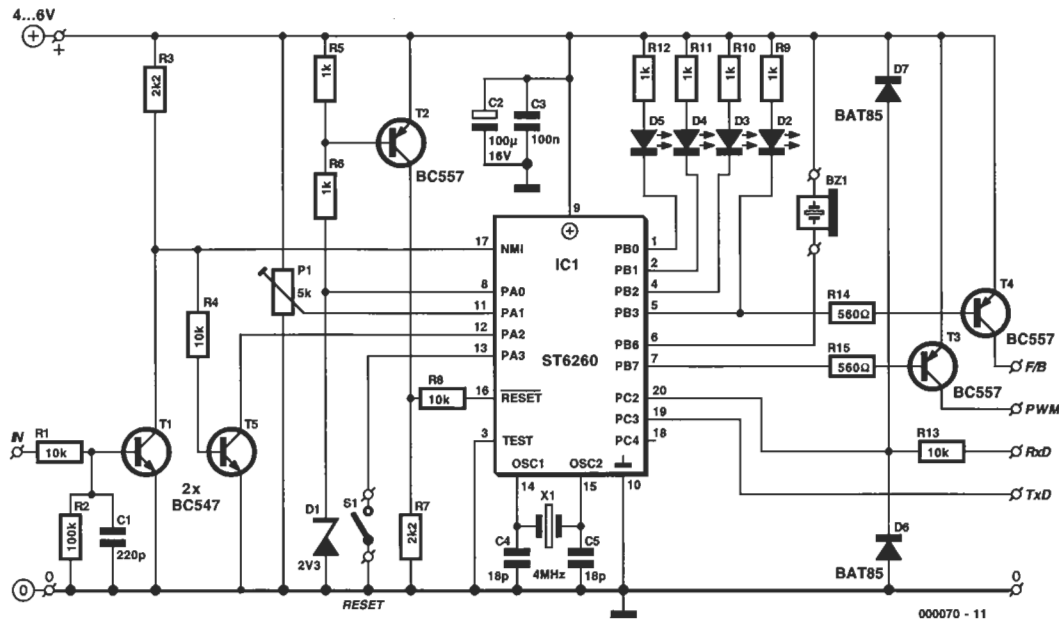


Figura 3. Esquema del circuito de la unidad de control de velocidad.

## El circuito

El esquema del circuito del controlador de velocidad se muestra en la Figura 3. El núcleo del circuito es el ST62T60-BB6, el cual es un potente microcontrolador con un gran número de circuitos periféricos sobre la placa, tal como un temporizador estándar, un temporizador PWM, un watchdog digital, un convertidor A/D y una interface serie (SPI). Hay 128 bytes de RAM, además de la misma cantidad de EEPROM, con 3.384 bytes de memoria de programa (ROM/EPROM de usuario). Aunque la máxima frecuencia de reloj es de 8 MHz, nosotros hemos elegido intencionadamente 4 MHz, porque el controlador trabaja a esta velocidad de reloj con una tensión de alimentación 3,5 V (en lugar de 4,5 V a 8 MHz).

El circuito de reset, el cual consta de D1, T2 y R5-R8, merece especial atención. D1 es una tensión de referencia de 2,3 V. La tensión de base de T2 se obtiene a través del divisor formado por R5/R6. La tensión de disparo de T2 está alrededor de 0,6 V, de forma que la tensión de alimentación alcanza 4,2 V, T2 comienza a conducir y la señal de reset está inhabilitada. Esta tensión cae sobre la misma tensión de funcionamiento del microcontrolador, de manera que podemos estar seguros de que nunca terminará en una región inestable. La tensión de referencia también se conecta a PA0. Este puerto está configu-

rado como una entrada, y se puede conmutar por software para actuar como una entrada analógica. Esto permite medir el valor de la tensión de alimentación, en interés de la función de corte.

La interface RS-232 es extremadamente simple: justo dos diodos (D6 y D7) y una resistencia (R13). La señal entra a través del puerto PC2, y la señal de salida sale a través del puerto PC3. PC2 está configurado como la entrada a la interface serie (SPI) del microcontrolador, el cual maneja internamente sus propios datos sin ninguna intervención de su núcleo. Una vez terminada la recepción, la interrupción SPI pone a uno su flag, y entonces el núcleo puede coger el dato. El SPI no se usa para transmitir datos RS232, para este propósito hay una rutina software que excita PC3.

Las duraciones de los pulsos venideros se miden utilizando sus flancos de subida y bajada, cada uno de los cuales genera una interrupción. Los puertos PA y NMI pueden detectar flanco de subida, mientras los puertos del PC pueden detectar flancos de bajada. Ésta es la clave, un flanco se puede capturar con la NMI y el otro con los puertos del PC. Desgraciadamente, esto no se puede hacer, porque el SPI ocupa PC4 (como una línea de reloj), así pues, no tenemos elección, debemos usar uno de los puertos PA. Esto significa que la señal entrante debe invertirse dos veces,

primero por T1, para adaptarla a los niveles de conversión (debido a que la amplitud de la señal de pulso del servo es sólo 2,5 V con algunos receptores), y después, de nuevo, por T5, para generar un flanco de interrupción a través de PA2. El flanco de subida del pulso entrante genera una señal de interrupción NMI (la cual es la precedente para todas las interrupciones), mientras el flanco de bajada genera una interrupción PA2. La duración de los pulsos y las pausas entre pulsos son medidas por el temporizador interno, el cual tabaja por sí mismo, bajo el control de las rutinas de interrupción.

Las otras entradas que están presentes son las del potenciómetro P1, cuya tensión se puede leer por software, y el pulsador S1. Si S1 se mantiene bajo mientras la alimentación está encendida, entonces se elige una de las tres opciones, dependiendo de la configuración previa del potenciómetro. Éstas son: 'tiempo', 'programa' y 'velocidad'. Pondremos 'Tiempo' en el modo de temporización de tres puntos, lo cual significa que después de que hayamos dejado de accionar el pulsador lo tendremos que pulsar otras tres veces seguidas (y esperar el pitido) para las posiciones 'reverse', 'neutral' y 'full throttle'. En el modo 'programa', el usuario puede programar el controlador de acuerdo a sus propias preferencias, utilizando un PC. En el modo 'speed', no es necesaria una señal de servo; el potenciómetro tiene una función de control, como si fuera un mando propiamente dicho.

Todas las líneas del puerto B se configuran como salidas. Cada una de ellas puede consumir hasta 20 mA. El zumbador, los LEDs y las salidas de las unidades de alimentación ('PWM' y 'for/back') están conectados a esas

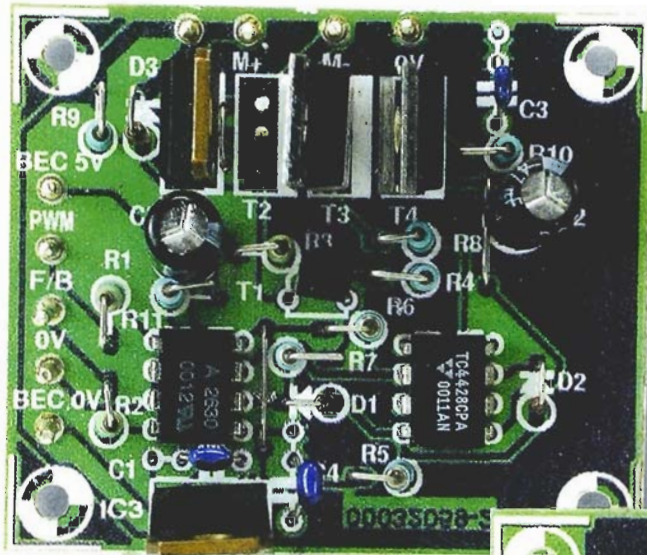


## Duración de pulsos y cables

Hay poco más que decir sobre la forma de estandarización que se ha visto en el área de radiocontrol, ya que afortunadamente las diferencias no son grandes y hoy en día puede usarse un pulso positivo de servo casi universalmente. La siguiente tabla lista las duraciones de pulsos utilizados por los mejores fabricantes, teniendo en cuenta también las velocidades de repetición. Los números de pedido y códigos de colores para los cables de servo se muestran a la derecha.

Fabricante	Duración pulso (ms)			Hz	Servo cable order no.	+ batt	- batt	pulse
	min	neutral	max					
Futaba	0.9	1.5	2.1	50	F1439	red	black	blanco
Graupner/Jr	0.8	1.5	2.2	50	3941/6	red	brown	naranja
Multiplex	1.05	1.6	2.15	40	890412	red	black	amarillo
Robbe	0.65	1.3	1.95	50	8182	red	black	blanco
Simprop	1.2	1.7	2.2	50	0101745	red	blue	negro

Nosotros usamos cables de servo con enchufes Futaba colocados en las distintas conexiones, pero, por supuesto, podemos elegir otro si lo deseamos. Si queremos hacer nuestros propios cables, debemos tener presente que los cables genuinos de servos contienen cables muy finos dentro de fundas de silicona. Los contactos que hay en el conector son más fiables que las soldaduras. Si soldamos nuestras propias conexiones, debemos cubrirlas con tubo termoretráctil.



líneas (las dos últimas líneas a través de drivers en colector abierto).

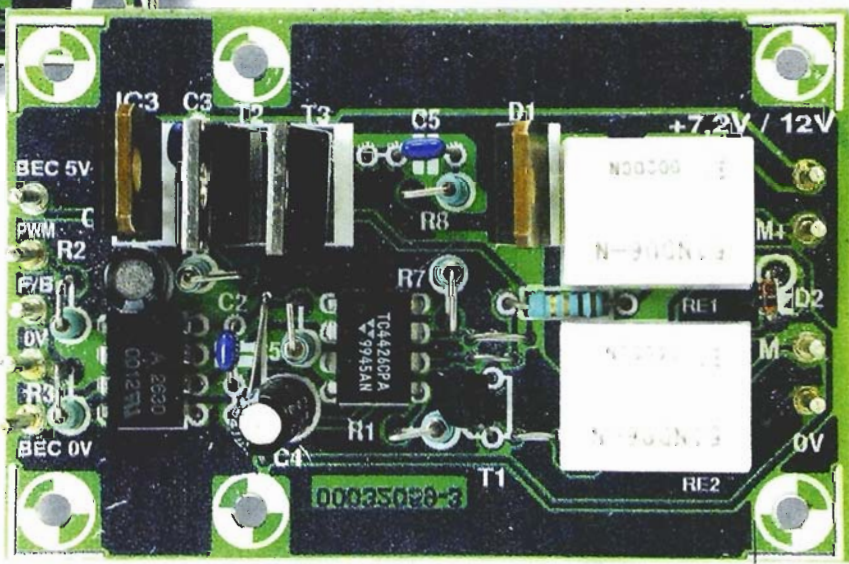
Además, para proporcionar información de estado en casos especiales, los LEDs tienen el siguiente significado en operación normal: el LED verde está iluminado en el estado 'sin alimentación', el LED rojo D3 en 'full throttle' (a toda velocidad) y el LED amarillo en configuración de estado intermedio. El LED rojo D2 está conectado a la salida 'for/back' y se ilumina cuando está activa.

Además, los tres diodos de alimentación tienen un significado especial si el usuario habilita la opción 'fail' (fallo). En este caso, estos LEDs se iluminan si detectan errores en la cadena de pulsos de entrada (mientras que el usuario no haya inhabilitado la comprobación 'reptest').

La última consideración a destacar en el esquema eléctrico es la señal PWM. El temporizador PWM (temporizador con autorecarga) no funciona libremente desde el bucle del programa principal, sino indirectamente a través de un retardo 'deslizante'. Esto significa que la señal de salida nunca puede cambiar de forma

núcleo del software mientras el motor está parado. Si este pulso correspondiera a 'máxima velocidad', el motor daría una tremenda sacudida. El control de motor deslizante evita esto.

El temporizador de PWM genera salidas con un factor de trabajo que puede ir del 0% al 100%, porque siempre hay picos presentes en la salida. En ese caso el software conmuta PB7 para operar como una salida normal en tales casos, y la configura en el estado apropiado (sin

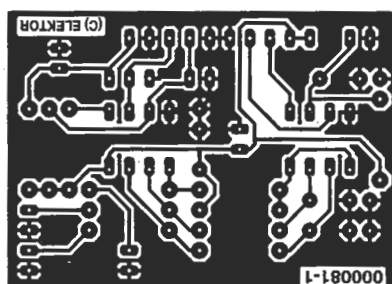


abrupta desde parada hasta velocidad máxima (full throttle) (esta transición siempre es deslizante). Esto reduce el esfuerzo del motor, pero lo más importante de esta función es que incrementa enormemente la seguridad. Supongamos que contra toda probabilidad, se generara un falso pulso en el

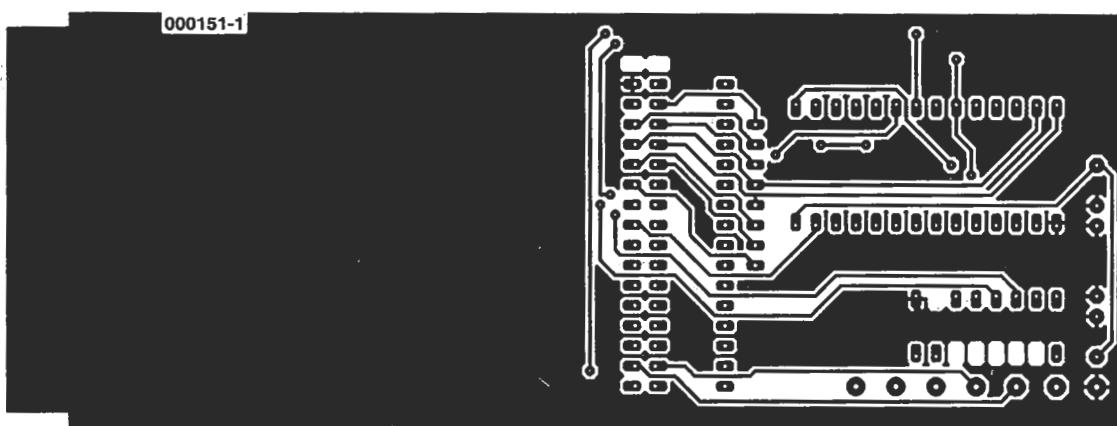
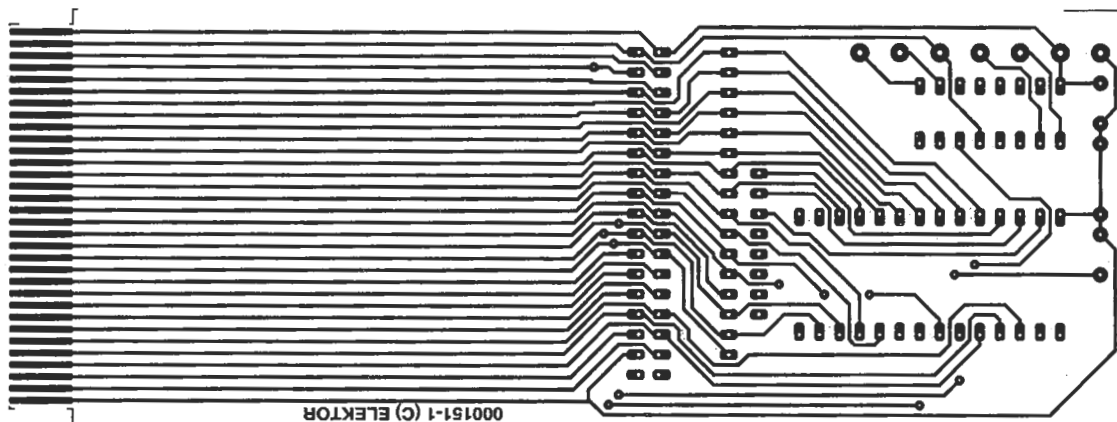
picos). Los MOSFET de potencia de las unidades de alimentación se benefician de ello.

*En el próximo número continuaremos con la construcción, la programación y las unidades de alimentación.*

(CONTINUO-1)

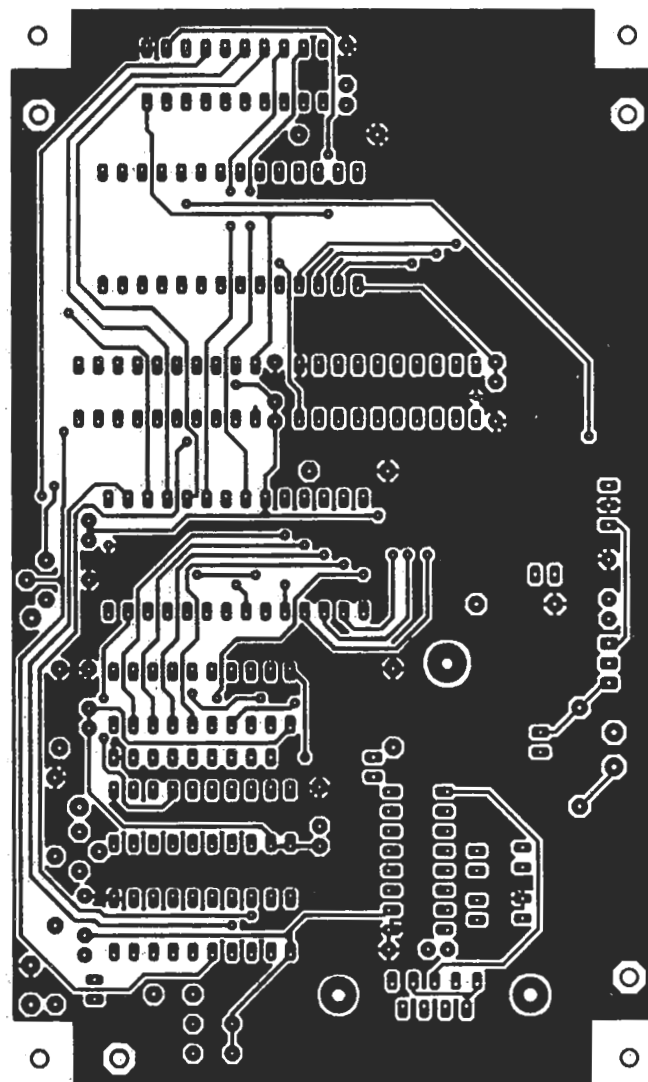
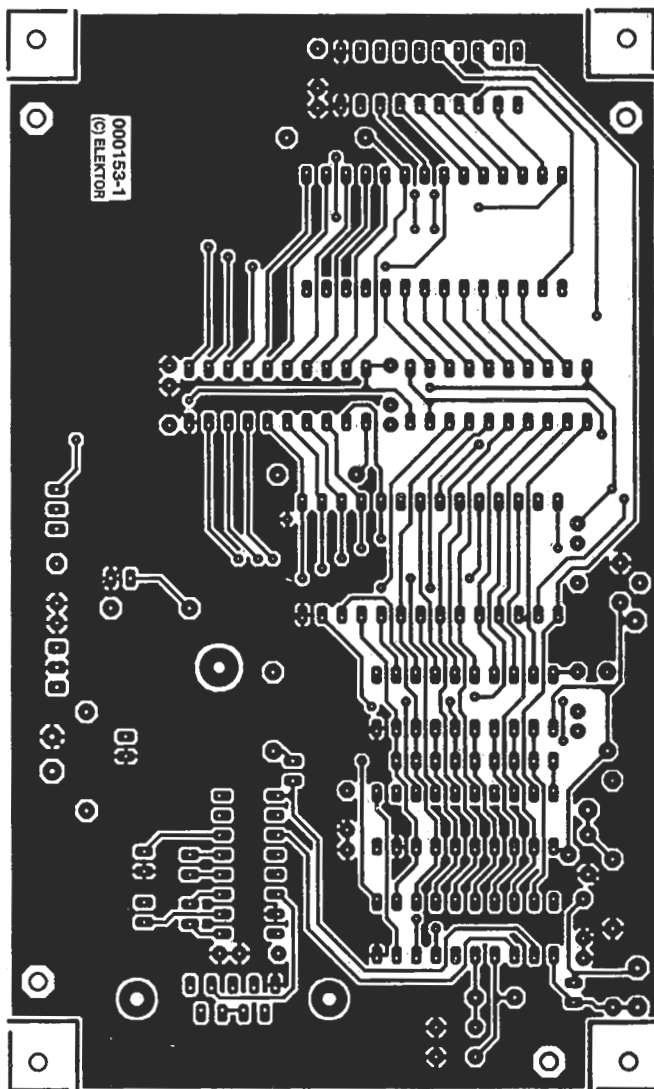


EPS000081-1  
Decodificadores de control remoto RC5.



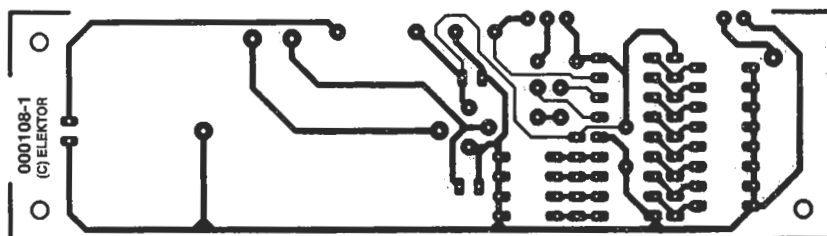
EPS000151-1  
GBPB – Placa de prototipo para GameBoy.





EPS000153-1

Emulador para la memoria EPROM 27C256. Circuito de doble cara.



EPS000108-1

Sistema de identificación de llamada vía radio.

